

**Titre:** Conception d'un module d'électrodes actives pour un système de  
Title: tomographie d'impédance électrique bifréquence

**Auteur:** Yannick Sigmen  
Author:

**Date:** 2012

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Sigmen, Y. (2012). Conception d'un module d'électrodes actives pour un système  
Citation: de tomographie d'impédance électrique bifréquence [Mémoire de maîtrise, École  
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/835/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/835/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de  
recherche:** Robert Guardo, & Hervé Gagnon  
Advisors:

**Programme:** Génie biomédical  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UN MODULE D'ÉLECTRODES ACTIVES POUR UN SYSTÈME DE  
TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE BIFRÉQUENCE

YANNICK SIGMEN  
INSTITUT DE GÉNIE BIOMÉDICAL  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE BIOMÉDICAL)  
AVRIL 2012

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CONCEPTION D'UN MODULE D'ÉLECTRODES ACTIVES POUR UN SYSTÈME DE  
TOMOGRAPHIE D'IMPÉDANCE ÉLECTRIQUE BIFRÉQUENCE

présenté par : SIGMEN Yannick

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. SIROIS Frédéric, Ph.D., président

M. GUARDO Robert, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. GAGNON Hervé, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. BERTRAND Michel, Ph.D., membre

*Je prends beaucoup plus de plaisir à m'instruire moi-même  
que non pas à mettre par écrit le peu que je sais.*

*René Descartes*



## REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de recherche, monsieur Robert Guardo, pour sa grande disponibilité et son soutien financier. Merci d'avoir autant enrichi ma formation depuis la supervision de mon projet personnel il y a déjà maintenant cinq ans. Je voudrais aussi remercier mon codirecteur, monsieur Hervé Gagnon, pour tous ses conseils sur mon projet. Je garde un bon souvenir des nombreuses discussions stimulantes qui ont alimenté ma maîtrise sur une base amicale et professionnelle. Merci à tous les membres du personnel qui m'ont aidé et encouragé, notamment Louise Clément pour son aide lors de l'achat et l'expédition de matériel. Merci aussi à Gaétan Décarie pour ses conseils techniques sur les circuits imprimés.

Je tiens aussi à remercier tous les étudiants du laboratoire pour avoir rendu l'atmosphère de travail si agréable. J'aimerais remercier plus spécialement deux étudiants sans qui ma maîtrise n'aurait pas été la même : Julien Jéhanne-Lacasse et Jean-Christophe Gervais.

Je voudrais remercier ma famille pour leur support tout au long de mes études. Grâce à ce mémoire, vous allez enfin savoir sur quoi j'ai travaillé pendant tout ce temps. Pour terminer, comment oublier Nadège, qui a toujours été là pour moi et avec qui j'ai eu la chance d'aggrémenter ma maîtrise de voyages inoubliables.

## RÉSUMÉ

La tomographie d'impédance électrique est une technique d'imagerie permettant de visualiser des changements dans les propriétés électriques des tissus d'une région du corps. L'obtention d'une image de TIE se réalise en deux étapes : l'acquisition de mesures d'impédance et la reconstruction de la distribution de conductivité. Les mesures de TIE sont obtenues en plaçant de 16 à 64 électrodes à la surface de la région à imager. En TIE conventionnelle, les mesures d'impédance sont faites à une seule fréquence, le plus souvent à 50 kHz. Les images sont reconstruites à partir de deux ensembles de mesures, obtenus à deux instants différents, afin d'observer un changement de conductivité plutôt qu'une distribution de conductivité absolue. Les images représentant un changement de conductivité dans le domaine du temps sont appelées *images différentielles*. Un avantage de cette technique d'imagerie est qu'elle permet de minimiser l'effet des erreurs d'instrumentation puisqu'elles sont présentes dans les deux ensembles de mesures. Néanmoins, certains inconvénients sont associés à l'imagerie différentielle. La stabilité de la référence n'est pas assurée pour des acquisitions de longue durée, à cause de sources d'erreur associées aux performances du système et à son ergonomie. Un autre inconvénient de l'imagerie différentielle est qu'elle est limitée aux applications cliniques pour lesquelles un ensemble de mesures de référence est disponible. Par exemple, on ne pourrait utiliser l'imagerie différentielle pour détecter une tumeur puisqu'aucun ensemble de mesures de référence n'est disponible avant que la tumeur ne se développe.

La TIE bifréquence (TIE-BF) consiste à acquérir deux ensembles de mesures simultanément à deux fréquences différentes. Cette méthode repose sur le fait que les tissus biologiques ont des propriétés électriques, notamment l'admittivité complexe, qui varient en fonction de la fréquence, de la structure cellulaire et de leur état physiologique. En effectuant des mesures à deux fréquences choisies pour maximiser les différences entre deux types de tissus, nous pouvons mettre en évidence des anomalies dans leur structure cellulaire. La TIE-BF offre ainsi un avantage intéressant par rapport à la TIE simple fréquence du fait que l'utilisation simultanée de deux fréquences minimise les erreurs d'instabilité de la référence. Toutefois, les systèmes de TIE-BF doivent présenter des performances uniformes sur une grande plage de fréquences. Sinon, il peut être difficile de discerner si le changement d'admittivité observé est attribuable à un phénomène physiologique ou aux erreurs dues à la non-uniformité des performances du système.

Le système de TIE du laboratoire d'instrumentation biomédicale de l'École Polytechnique a été conçu pour évaluer la distribution régionale de la ventilation au chevet des patients.

Le système fonctionne en temps réel à une cadence maximale d'environ 24 images par seconde et est optimisé pour fonctionner à 50 kHz. Les composantes matérielles du système ne permettent pas d'obtenir des images bifréquences car les performances à des fréquences autres que 50 kHz sont sous-optimales et les erreurs qui en découlent peuvent introduire des artefacts dans les images. Pour remédier à ce problème, un nouveau module d'électrodes actives large bande (MEA-LB) a été développé dans le cadre de notre projet afin d'obtenir des images bifréquences ou différentielles selon l'application visée. Les bénéfices attendus de ce développement sont un élargissement du champ d'applications de la TIE et le remplacement définitif du MEA simple fréquence actuel, qui n'est utilisable que pour l'imagerie différentielle à 50 kHz.

La conception et la réalisation du MEA-LB ont permis d'obtenir des performances uniformes sur une large plage de fréquences. Les circuits de première ligne ont d'abord été simulés afin de déterminer la bande passante maximale liée à la topologie des circuits et aux caractéristiques des composants. Selon ces simulations, les nouveaux circuits devraient présenter pour le gain des préamplificateurs et la transconductance des sources de courant une bande passante à 3 dB couvrant la plage de 1 kHz à 1 MHz. L'optimisation de la source de courant et l'ajout de circuits d'asservissement de l'écran des câbles d'électrodes ont permis d'augmenter l'impédance qui est présentée aux électrodes à 50 kHz de 13 k $\Omega$  à 429 k $\Omega$ . Le circuit imprimé qui a été réalisé pour le MEA-LB a permis d'optimiser la disposition des circuits pour minimiser les capacités parasites. Un connecteur d'extension a été ajouté au circuit imprimé pour que l'on puisse interconnecter jusqu'à quatre cartes et ainsi augmenter le nombre d'électrodes de 16 à 64 par incréments de 16. Enfin, des modifications ont été apportées aux circuits d'interface entre le MEA-LB et l'unité centrale du système de TIE afin d'améliorer l'uniformité des électrodes actives.

Suite à la fabrication du circuit imprimé, différents tests ont été réalisés dans le but d'évaluer les performances du MEA-LB et de valider les nouvelles fonctionnalités. D'abord, une caractérisation des électrodes actives a été réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau pour valider les résultats des simulations des circuits de première ligne. Ces tests ont montré une amélioration significative de l'uniformité de la réponse en fréquence de la transconductance des sources de courant et du gain des préamplificateurs. Par exemple, la bande passante à l'intérieur de laquelle ces deux caractéristiques dévient de moins de 1 % de leur valeur mesurée à 50 kHz s'étend de 1,5 kHz à 108 kHz. Ensuite, une analyse des performances globales du système de TIE a été réalisée à l'aide d'un fantôme résistif en mesurant le rapport signal sur bruit (RSB) et la précision des mesures. Comparativement au système qui utilise le MEA-SF, le RSB moyen a augmenté de 3 dB et la précision des mesures est passée de 99,6 % à 99,8 %.

Une analyse de variance a été effectuée pour déterminer si les différences de performance entre les cinq MEA-LB qui ont été construits sont significatives. Une analyse de variance a aussi été faite pour déterminer si les différences observées lorsqu'on interconnecte plusieurs cartes sont significatives.

Des tests d'imagerie ont été réalisés pour valider les nouvelles fonctionnalités du MEA-LB. Des images bifréquences ont été obtenues sur un fantôme résistif pour confirmer la possibilité d'imager à deux fréquences différentes. Des images différentielles ont été obtenues à partir de données acquises sur un fantôme électrolytique comportant 32 électrodes. Ces essais ont confirmé l'amélioration attendue de la résolution spatiale des images obtenues avec 32 électrodes comparativement à celles obtenues avec 16 électrodes. Des acquisitions *in vivo* sur des volontaires ont complété nos évaluations expérimentales du MEA-LB. Les images de ventilation pulmonaire obtenues lors de ces essais montrent une amélioration du contraste entre les poumons et les autres tissus du thorax.

Suite à ces tests, nous pouvons conclure que le MEA-LB démontre les performances nécessaires pour remplacer le MEA simple fréquence actuel dans le système de TIE de notre laboratoire. Nous croyons que l'uniformité des performances du MEA-LB permettra d'élargir le champ d'applications de notre système en y ajoutant l'option de l'imagerie bifréquence à celle de l'imagerie différentielle. De plus, la flexibilité offerte par le MEA-LB quant au choix du nombre électrodes permettra d'évaluer divers protocoles de mesure utilisant de 16 à 64 électrodes disposées sur un ou plusieurs plans. Ceci conduira éventuellement à des algorithmes de reconstruction d'images qui donnent une représentation plus précise de la distribution de conductivité électrique des tissus d'une région du corps.

## ABSTRACT

Electrical impedance tomography is an imaging technique used to non-invasively monitor changes in the electrical properties of living tissues inside a body region. EIT images are obtained in two steps: impedance measurements are made with electrodes located on the body region of interest and a reconstruction algorithm is applied to obtain the electrical conductivity distribution within that region. In conventional EIT, tissue impedance is measured at a single frequency, typically 50 kHz. Images are reconstructed from two sets of data acquired at different times. This technique, called time-difference imaging, produces images representing changes in tissue conductivity rather than the absolute conductivity distribution. Time-difference imaging minimizes the effects of instrumentation imperfections, since these errors are present in both data sets used for image reconstruction. However, the technique is sensitive to the stability of the first measurement set, which is normally used as the reference set. Applicability of time-difference imaging is also limited to clinical situations where a reference set can be obtained. For instance, the technique cannot be used for detecting a tumour, since a reference data set is not available before the tumour develops.

An alternate EIT technique, called frequency-difference imaging, can overcome many limitations of time-difference imaging. The technique is based on the fact that electrical properties of biological tissues, namely their complex admittivity, depend on measurement frequency, cellular-level structure of the tissues and physiological state. Frequency-difference EIT images are reconstructed from two data sets that are acquired simultaneously at two frequencies. By selecting frequencies that maximize differences in the complex admittance of the tissues of interest, it is possible to enhance their contrast in the images and eventually detect anomalies. However, frequency-difference imaging requires a high level of uniformity in the EIT system characteristics. Otherwise, it may not be possible to distinguish changes in admittivity that are caused by the physiological process under study or by the frequency-dependent variations in system performance.

The EIT system developed by the biomedical instrumentation laboratory at École Polytechnique de Montréal has been designed for monitoring lung function at the bedside of ventilated patients. The system provides time-difference images in real time at a maximum rate of 24 frames per second. It has been optimized for operation at 50 kHz and cannot be used for frequency-difference imaging since the disparity in channel characteristics at other frequencies would cause artefacts. To solve this problem, we have developed during this project a broadband active electrode module that enables our system to be used for both

time-difference and frequency-difference imaging. The benefits expected from this development are a wider spectrum of clinical applications for EIT and the permanent replacement of the single-frequency active electrode module which presently confines our system to time-difference imaging at 50 kHz.

The design and realization of a broadband active electrode module, called MEA-LB, has allowed us to achieve the uniformity in active electrode characteristics required for frequency-difference imaging. First, the module's front-end circuits were simulated to determine the maximum bandwidth that could be achieved given the selected circuits topology and components. Simulation results suggested that a 3 dB bandwidth of 1 kHz to 1 MHz could be achieved for the voltage gain of the front-end preamplifiers and the transconductance of the current sources. By further optimizing the current source circuit and adding shield-drivers for the electrode leads, we were able to increase the impedance seen by electrodes at 50 kHz from 13 k $\Omega$  to 429 k $\Omega$ . Special attention given to the printed circuit board (PCB) design allowed optimizing circuit layout to minimize stray capacitance between traces and ground or power planes. An expansion connector was added to the PCB to allow superposition of up to 4 boards to increase the number of electrodes supported to a maximum of 64 in 16 electrode increments. Finally, changes were made to the interface circuits between the MEA-LB module and the rest of the EIT system to improve active electrode uniformity.

A series of tests were performed on the assembled PCBs to measure various performance indicators and validate new functions. First, a characterization of the front-end circuits was done with a network analyzer. These tests showed that a significant improvement had been achieved in the uniformity of the frequency response of the preamplifiers and the current sources. For instance, the bandwidth for which the preamplifiers gain and current source transconductance remains within 1 % of their measured values at 50 kHz is 1.5 kHz to 108 kHz. In a second series of tests, the performance of the entire EIT system was assessed with a precision resistive phantom that models a circular medium of uniform conductivity. Signal to noise ratio (SNR) and overall accuracy were measured. Compared to the system utilizing the single-frequency active electrode module, the MEA-LB provided a 3 dB improvement in the average SNR and an increase in overall accuracy from 99.6 % to 99.8 %. Analysis of variance (ANOVA) was done to determine whether or not the performance differences in the five MEA-LB modules that were built were significant. Another ANOVA was done to determine if the performance variations caused by interconnecting boards to increase channel capacity were significant.

In a third test phase, several imaging experiments were done to validate the newly added functions. Frequency-difference images were reconstructed from data acquired on the resistive

phantom to confirm that this technique was indeed applicable. Time-difference images were obtained from data acquired on an electrolytic tank phantom with 32 electrodes. The results confirmed the expected improvement in spatial resolution as the number of electrodes was increased. Finally, *in vivo* recordings were performed on volunteers. Lung ventilation images obtained for the same subject with both the old and new active electrode module showed an improvement in the contrast between lungs and surrounding tissues.

The results of these tests suggest that the MEA-LB module that we developed achieves the level of performance required for frequency-difference imaging, both in terms of inter-channel uniformity and uniformity over the frequency range generally used for this technique. By adding to our EIT system the capability of performing both time-difference and frequency-difference imaging, we believe that a broader field of clinical applications will be covered. Also, the flexibility offered by the MEA-LB module as to the number of electrodes supported will allow evaluating new recording configurations with 16 to 64 electrodes located in a single plane or in multiple planes. This will eventually lead to image reconstruction algorithms that provide a more accurate rendition of the distribution of electrical properties of the tissues in a body region.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE . . . . .	iii
REMERCIEMENTS . . . . .	iv
RÉSUMÉ . . . . .	v
ABSTRACT . . . . .	viii
TABLE DES MATIÈRES . . . . .	xi
LISTE DES TABLEAUX . . . . .	xv
LISTE DES FIGURES . . . . .	xvi
LISTE DES ANNEXES . . . . .	xx
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS . . . . .	xxi
CHAPITRE 1 INTRODUCTION . . . . .	1
1.1 Principe de la tomographie d'impédance électrique . . . . .	1
1.2 Imagerie multifréquence . . . . .	4
1.3 Contexte et problématique . . . . .	6
1.4 Objectifs du projet de maîtrise . . . . .	7
1.5 Structure du mémoire . . . . .	8
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE . . . . .	9
2.1 Sources d'erreur . . . . .	9
2.1.1 Architecture des systèmes . . . . .	10



2.1.2	Problématique de la stimulation . . . . .	12
2.1.3	Problématique de la mesure . . . . .	14
2.2	Revue des systèmes de TIE-MF . . . . .	18
2.2.1	Caractéristiques globales du système . . . . .	19
2.2.2	Spécifications de l'unité frontale . . . . .	21
2.2.3	Spécifications fréquentielles . . . . .	23
2.2.4	Description détaillée de deux systèmes multifréquences . . . . .	23
2.3	Considérations de conception et conclusion . . . . .	25
CHAPITRE 3 MÉTHODES . . . . .		27
3.1	Description globale du système . . . . .	27
3.1.1	Module de synthèse et de démodulation . . . . .	27
3.1.2	Module d'électrodes actives simple fréquence . . . . .	29
3.2	Description des circuits analogiques du MEA-SF . . . . .	31
3.2.1	Source de courant de Howland . . . . .	33
3.2.2	Suiveur auto-élevateur . . . . .	34
3.2.3	Discussion . . . . .	36
3.3	Conception du MEA-LB . . . . .	37
3.3.1	Source de courant . . . . .	39
3.3.2	Préamplificateur . . . . .	47
3.3.3	Autres améliorations apportées . . . . .	50
3.4	Fabrication du circuit imprimé . . . . .	55
3.4.1	Minimisation du couplage mutuel . . . . .	55
3.4.2	Dissipation de chaleur . . . . .	57
3.4.3	Carte de test . . . . .	58
3.4.4	Prototypage du boîtier . . . . .	60

3.5	Discussion et conclusion . . . . .	60
CHAPITRE 4 RÉSULTATS . . . . .		63
4.1	Caractérisation des électrodes actives . . . . .	63
4.1.1	Caractérisation de la source de courant . . . . .	64
4.1.2	Caractérisation du préamplificateur . . . . .	70
4.1.3	Discussion . . . . .	74
4.2	Performances globales du MEA-LB . . . . .	76
4.2.1	Rapport signal sur bruit et précision . . . . .	78
4.2.2	Analyse de la variance . . . . .	83
4.2.3	Discussion . . . . .	87
4.3	Tests d'imagerie . . . . .	89
4.3.1	Images bifréquences du fantôme résistif . . . . .	89
4.3.2	Expériences <i>in vitro</i> . . . . .	92
4.3.3	Expériences <i>in vivo</i> . . . . .	97
4.4	Discussion et conclusion . . . . .	100
CHAPITRE 5 CONCLUSION . . . . .		102
5.1	Synthèse des travaux . . . . .	102
5.2	Améliorations futures . . . . .	103
5.2.1	Élargissement de la bande passante utile . . . . .	103
5.2.2	Optimisation de la source de courant et du circuit d'asservissement de l'écran . . . . .	104
5.2.3	Augmentation du nombre d'électrodes . . . . .	104
5.2.4	Amélioration de l'uniformité des EA . . . . .	105
5.2.5	Mesure de la température des EA . . . . .	105
5.3	Perspectives . . . . .	106

5.3.1	Imagerie bifréquence . . . . .	107
5.3.2	Imagerie 3D . . . . .	107
RÉFÉRENCES . . . . .		108
ANNEXES . . . . .		112

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Valeurs des composants typiques des modèles simplifiés d'une porte analogique. . . . .	11
Tableau 2.2	Caractéristiques de huit systèmes de TIE-MF. . . . .	20
Tableau 2.3	Caractéristiques de l'unité frontale de huit systèmes de TIE-MF. . . . .	22
Tableau 2.4	Caractéristiques fréquentielles de huit systèmes de TIE-MF. . . . .	24
Tableau 3.1	Valeurs des composants de la source de courant. . . . .	46
Tableau 3.2	Valeurs des composants du préamplificateur. . . . .	50
Tableau 3.3	Valeurs des composants des circuits de la figure 3.13. . . . .	54
Tableau 3.4	Paramètres théoriques de la transconductance et du gain pour les chaînes de stimulation et de mesure. . . . .	55
Tableau 3.5	Courants de fonctionnement mesurés sur les deux MEA. . . . .	57
Tableau 4.1	Influence du circuit RC sur l'impédance $Z_{io}$ . . . . .	68
Tableau 4.2	Influence du circuit d'asservissement sur l'impédance $Z_{io}$ . . . . .	70
Tableau 4.3	Plage de fréquences à l'intérieur de laquelle la transconductance, le gain et les deux caractéristiques combinées dévient de moins de X % de la valeur moyenne à 50 kHz qui constitue la référence. . . . .	75
Tableau 4.4	Comparaison du RSB et de la précision du MEA-LB et du MEA-SF à 50 kHz. . . . .	87
Tableau B.1	Comparaison du RSB et de la précision pour le MEA-LB mesurés sur le fantôme passif et le fantôme actif. . . . .	126

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Séquence d'acquisition d'un ensemble de mesures. . . . .	2
Figure 1.2	Vue d'ensemble du système de TIE simple fréquence. . . . .	7
Figure 2.1	Architecture générale d'un système de TIE-MF. . . . .	10
Figure 2.2	Modèles simplifiés d'une porte analogique pour les états fermé et ouvert.	12
Figure 2.3	Circuit équivalent pour la stimulation incluant les sources d'erreur. . .	13
Figure 2.4	Circuit équivalent pour la mesure incluant les sources d'erreur. . . . .	15
Figure 2.5	Circuit de base pour l'asservissement de l'écran d'un câble coaxial. . . .	18
Figure 3.1	Schéma bloc du MSD. . . . .	28
Figure 3.2	Schéma bloc du MEA-SF. . . . .	30
Figure 3.3	Schéma bloc d'une EA du MEA-SF. . . . .	30
Figure 3.4	Schéma électrique d'une EA du MEA-SF. . . . .	32
Figure 3.5	Topologie de la source de Howland. . . . .	34
Figure 3.6	Suiveur auto-élevateur. . . . .	35
Figure 3.7	Comparaison de l'impédance de sortie de la source de Howland, de l'impédance d'entrée du circuit auto-élevateur et de l'impédance $Z_{io}$ en fonction de la fréquence. . . . .	37
Figure 3.8	Schéma électrique d'une EA du MEA-LB. . . . .	38
Figure 3.9	Schéma de la SCCT. . . . .	39
Figure 3.10	Réponses en fréquence simulée (en bleu) et calculée (en vert) de la transconductance et de l'impédance de sortie de la source de courant. .	45
Figure 3.11	Schéma du préamplificateur. . . . .	47
Figure 3.12	Réponses en fréquence simulée (en bleu) et calculée (en vert) du gain de tension et du TRMC du préamplificateur. . . . .	49
Figure 3.13	Circuits de conditionnement des porteuses de référence et de mesure. .	52

Figure 3.14	Réponse en fréquence simulée du gain de tension des circuits de conditionnement des porteuses de référence et de mesure. . . . .	53
Figure 3.15	Circuit imprimé du MEA-LB. . . . .	56
Figure 3.16	Circuit imprimé de la carte de test. . . . .	59
Figure 3.17	Pièces du boîtier du MEA-LB conçus pour loger une ou plusieurs cartes MEA-LB. . . . .	61
Figure 4.1	Montage pour caractériser la transconductance d'une source de courant.	64
Figure 4.2	Montage pour caractériser l'impédance $Z_{io}$ d'une source de courant. . .	65
Figure 4.3	Réponses en fréquence expérimentale et simulée de la transconductance $G_m$ et de l'impédance $Z_{io}$ de la source de courant. . . . .	66
Figure 4.4	Schéma de la source de courant, du circuit RC de compensation et du circuit d'asservissement de l'écran. . . . .	68
Figure 4.5	Effets de la capacité C du circuit de compensation de la source de courant et de la résistance $R_C$ du circuit d'asservissement sur l'impédance $Z_{io}$ . . . . .	69
Figure 4.6	Montage pour caractériser le préamplificateur. . . . .	71
Figure 4.7	Réponses en fréquence simulée et expérimentale a) du gain de tension et b) du TRMC. . . . .	72
Figure 4.8	Comparaison de l'impédance $Z_{io}$ pour le MEA-SF et le MEA-LB. . . .	75
Figure 4.9	Comparaison de l'écart-type normalisé pour le MEA-LB et le MEA-SF en fonction de la fréquence pour six EA : (a) Transconductance. (b) Gain. . . . .	77
Figure 4.10	Photographie du fantôme résistif. . . . .	78
Figure 4.11	Caractéristiques du système de TIE comprenant le MEA-LB évaluées à partir de 1000 trames : (a) valeur moyenne du signal de TIE (unités arbitraires), (b) RSB (dB) et (c) précision (%). . . . .	79
Figure 4.12	Comparaison du RSB (a) et de la précision des mesures (b) en fonction de la cadence d'images. . . . .	81

Figure 4.13	Comparaison du RSB (a) et de la précision des mesures (b) en fonction de la fréquence de la porteuse de référence. . . . .	82
Figure 4.14	Influence du procédé d'assemblage du MEA sur le RSB et la précision des mesures. . . . .	84
Figure 4.15	Influence de l'augmentation du nombre d'électrodes de 16 à 32 sur le RSB et la précision des mesures obtenus avec seize électrodes. . . . .	85
Figure 4.16	Caractéristiques du système de TIE comprenant le MEA-SF évaluées à partir de 1000 trames : (a) valeur moyenne du signal de TIE (unités arbitraires), (b) RSB (dB) et (c) précision (%). . . . .	88
Figure 4.17	Comparaison des images bifréquences reconstruites pour différentes fréquences à partir des données acquises sur un fantôme résistif comportant un condensateur (colonne 1) et une inductance (colonne 2) en parallèle avec une des résistances. . . . .	90
Figure 4.18	Montage expérimental utilisé pour les tests d'imagerie <i>in vitro</i> . . . . .	93
Figure 4.19	Images reconstruites à partir de données acquises sur un bassin pour différents facteurs de bruit et différents nombres d'électrodes. . . . .	94
Figure 4.20	Variation de la résolution spatiale en fonction du facteur de bruit. . . . .	95
Figure 4.21	Images reconstruites à partir de données acquises sur un bassin pour différentes positions radiales d'une tige de cuivre et différents nombres d'électrodes. . . . .	96
Figure 4.22	Variation de la résolution spatiale en fonction de la position de la tige de cuivre. . . . .	97
Figure 4.23	Images fonctionnelles de la ventilation pulmonaire reconstruites sur le même sujet à 50 kHz pour différents nombres d'électrodes. . . . .	98
Figure 4.24	Images fonctionnelles de la ventilation pulmonaire reconstruites sur le même sujet à deux instants différents : a) image obtenue à partir des données acquises par le MEA-SF et b) par le MEA-LB. . . . .	99
Figure 5.1	Résultats d'une analyse montrant l'effet de la précision des condensateurs du filtre passe-haut sur le TRMC des préamplificateurs. . . . .	106
Figure A.1	Schéma électronique d'une EA large bande. . . . .	113

Figure A.2	Schéma bloc idéal d'un système en boucle fermée avec rétroaction négative. . . . .	115
Figure A.3	Effet de la marge de phase sur le dépassement de la réponse à l'échelon d'un suiveur. . . . .	115
Figure A.4	Effet de la charge capacitive sur la réponse en fréquence d'un suiveur de tension. . . . .	116
Figure A.5	Trois circuits de compensation d'un suiveur par avance de phase. . . .	118
Figure A.6	Circuit de compensation d'un suiveur par retard de phase. . . . .	119
Figure B.1	Photographie du fantôme actif. . . . .	122
Figure B.2	a) Modèle équivalent d'une électrode. b) Modification du modèle pour faire varier l'impédance de contact au moyen d'un potentiomètre numérique. . . . .	123
Figure B.3	Schéma bloc du système de contrôle des potentiomètres numériques. . .	124



## LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Circuits de compensation d'un suiveur de tension . . . . .	112
Annexe B	Fantôme actif . . . . .	121

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

$\beta$	Gain de rétroaction
$\gamma$	Admittivité complexe
$\Delta\gamma(\omega)$	Contraste d'admittivité
$\Delta z(\omega)$	Correction des variations de tension en fonction de $\omega$
$\epsilon$	Permittivité
$\epsilon_0$	Permittivité électrique du vide
$\epsilon_r$	Permittivité relative
$\lambda$	Paramètre de régularisation
$\mu\text{C}$	Microcontrôleur
$\mu\text{H}$	Microhenry
$\sigma$	Conductivité
$\omega$	Fréquence angulaire
$\Omega$	Ohm
$\omega_b$	Largeur de bande à 3 dB
$\omega_t$	Produit gain bande passante
A	Ampère
A	Aire
A	Gain de tension en boucle ouverte
A+	Porteuse de mesure en mode suiveur
A−	Porteuse de mesure en mode inverseur
$A_0$	Gain de tension en DC
$A_{\text{CM}}$	Gain de tension en mode commun
$A_d$	Gain de tension en mode différentiel
$A_{\text{ref}}$	Gain de tension de l'entrée de référence
AI	Amplificateur d'instrumentation
AM_OUT	<i>Amplitude Modulated Output</i>
ampli op	Amplificateur opérationnel
$C_i$	Capacité du $i^e$ composant
$C_{\text{in}}$	Capacité d'entrée
$C_{\text{off}}$	Capacité d'une porte logique ouverte
$C_{\text{on}}$	Capacité d'une porte logique fermée

$C_{\text{out}}$	Capacité de sortie
CAN	Convertisseur analogique-numérique
cm	Centimètre
CMOS	<i>Complementary Metal-Oxyde Semiconductor</i>
CNA	Convertisseur numérique-analogique
cpm	Cycle respiratoire par minute
$d$	Distance entre les plaques d'un condensateur
dB	Décibel
DB-9	<i>D-subminiature</i> 9 broches
dBm	Rapport de puissance en décibels entre la puissance mesurée et un milliwatt
DC	<i>Direct Current</i>
DDC	<i>Digital Down Converter</i>
DDS	<i>Digital Direct Synthesizer</i>
DSC_IN	<i>Daisy-Chain Input</i>
DSC_OUT	<i>Daisy-Chain Output</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EA	Électrode active
$E(x)$	Espérance mathématique de $x$
$f$	Fréquence
FB	Facteur de bruit
$f_c$	Fréquence de coupure
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
$f_t$	Produit gain bande passante
GHz	Gigahertz
$G\Omega$	Gigohm
$G_m$	Transconductance
$H$	Matrice exprimant la relation linéaire entre les tensions mesurées et la conductivité
Hz	Hertz
$I$	Vecteur de courants
$I_{\text{in}}$	Courant produit par une source d'entrée
$i_L$	Courant dans la charge
$i_p$	Courant dans la capacité parasite
$i_s$	Courant produit par la source de courant
IGB	Institut de génie biomédical

$j$	$\sqrt{-1}$
JFET	<i>Junction Field Effect Transistor</i>
k $\Omega$	Kilohm
kHz	Kilohertz
$L$	Inductance
m	Mètre
mA	Milliampère
MAP	Maximum <i>a posteriori</i>
MEA	Module d'électrodes actives
MEA-SF	Module d'électrodes actives simple fréquence
MEA-LB	Module d'électrodes actives large bande
M $\Omega$	Mégohm
MHz	Mégahertz
$m_i$	Valeur de la $i^e$ mesure
$m_i^t$	Valeur théorique de la $i^e$ mesure
mS	Millisiemens
MSD	Module de synthèse et de démodulation
$n$	Vecteur de bruit
$N$	Nombre d'électrodes
nF	Nanofarad
OC	Optocoupleur
$P$	Précision
$P_i$	Précision de la $i^e$ mesure
pA	Picoampère
PC	<i>Personal Computer</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
pF	Picofarad
R	Porteuse de référence
$R_i$	Résistance du $i^e$ composant
$R$	Matrice de covariance
$R_{\text{charge}}$	Résistance de charge
$R_{\text{on}}$	Résistance sériele d'une porte logique
REF_IN	<i>Reference Input</i>
RF_OUT	<i>Reference Output</i>
RSB	Rapport signal sur bruit
$RSB_i$	Rapport signal sur bruit de la $i^e$ mesure

S	Siemens
SMA	Connecteur <i>SubMiniature Version A</i>
SCCT	Source de courant contrôlée par une tension
TI	Transformateur d'isolation large bande
TIE	Tomographie d'impédance électrique
TIE-BF	Tomographie d'impédance électrique bifréquence
TIE-MF	Tomographie d'impédance électrique multifréquence
TRMC	Taux de rejet du mode commun
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
V	Volt
$V_+$	Tension à l'entrée positive
$V_-$	Tension à l'entrée négative
$\text{Var}(x)$	Variance mathématique de $x$
$V_A$	Tension à l'entrée A de l'analyseur de réseau
$v_{\text{CM}}$	Tension mode commun
$v_d$	Tension différentielle
$V_{\text{in}}$	Tension d'entrée
$V_{\text{inA}}$	Tension d'entrée positive
$V_{\text{inB}}$	Tension d'entrée négative
$V_L$	Tension de la charge
$V_{\text{out}}$	Tension de sortie
$V_R$	Tension à l'entrée R de l'analyseur de réseau
$V_{\text{ref}}$	Tension de référence
W	Watt
$x$	Vecteur de variations de conductivité
$\hat{x}$	Estimé du vecteur de variations de conductivité
$Y$	Admittance
$Y_{\text{out}}$	Admittance de sortie
$z$	Vecteur de tensions mesurées
$Z$	Impédance
$Z_c$	Impédance de contact
$Z_i$	Impédance d'entrée
$Z_{\text{io}}$	Impédance d'entrée/sortie
$Z_L$	Impédance de charge
$Z_{\text{out}}$	Impédance de sortie

## CHAPITRE 1

### INTRODUCTION

#### 1.1 Principe de la tomographie d'impédance électrique

La tomographie d'impédance électrique (TIE) est une technique d'imagerie permettant de visualiser des changements dans les propriétés électriques des tissus d'une région du corps. L'obtention d'une image de la distribution de conductivité se réalise en deux étapes : l'acquisition de mesures et la reconstruction de la distribution de conductivité. Les mesures de TIE sont obtenues de façon non invasive en plaçant typiquement de 16 à 64 électrodes à la surface de la région à imager. Chaque mesure nécessite en général quatre électrodes. Des courants électriques alternatifs de haute fréquence et de faible amplitude sont successivement appliqués par des paires d'électrodes. La densité de courant dans la région à imager est fonction de la forme et de la distribution de conductivité électrique du milieu. La distribution de courant résultante détermine l'amplitude des potentiels mesurés à la surface de la région par les autres paires d'électrodes. Pour des raisons de sécurité, l'amplitude du courant qui est appliqué est inférieure au courant auxiliaire maximal permis par la norme CEI60601 (McEwan *et al.*, 2007) et est bien en dessous du seuil de perception de l'humain.

Pour pouvoir reconstruire une image, on doit acquérir un ensemble de mesures qui dépend du nombre d'électrodes utilisées. L'obtention d'un ensemble de mesures se fait typiquement selon la séquence d'acquisition représentée à la figure 1.1 pour le cas de seize électrodes. Pour la première mesure, les électrodes de stimulation correspondent aux positions 1 et 2, tandis que les électrodes de mesure sont aux positions 3 et 4. Pour les mesures 2 à 16, les quatre électrodes gardent le même espacement relatif et les mesures successives sont acquises en incrémentant le numéro des électrodes jusqu'à ce qu'une rotation complète soit effectuée. Pour la mesure 17, les électrodes de stimulation correspondent à nouveau aux positions 1 et 2. Le numéro des électrodes de mesure est cependant incrémenté aux positions 5 et 6 avant de faire une nouvelle rotation de seize mesures. Cette séquence se poursuit jusqu'à la 208<sup>e</sup> mesure, pour laquelle les deux électrodes de mesure sont redevenues adjacentes aux électrodes de stimulation. Pour un système à  $N$  électrodes, un ensemble de mesures contient  $N(N-3)$  mesures. De ce nombre, seulement la moitié des mesures sont indépendantes en raison du principe de réciprocité courant-tension. Par exemple, les couples de mesures (1, 195)

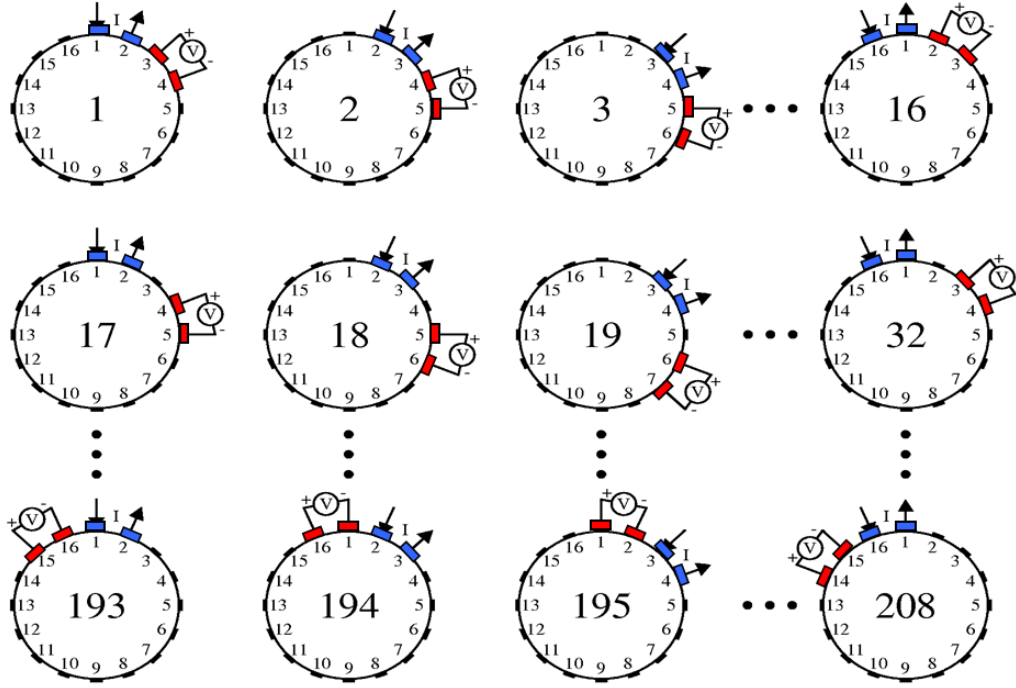


Figure 1.1 Séquence d'acquisition d'un ensemble de mesures.

et (16, 194) utilisent les mêmes quatre électrodes et devraient idéalement donner la même mesure. En tenant compte de ce principe, le nombre de mesures indépendantes diminue donc à  $N(N-3)/2$  pour un système à  $N$  électrodes (Geselowitz, 1971).

Une fois les mesures acquises, la résolution d'un problème inverse permet d'obtenir une image. Ce problème inverse est non linéaire et mal conditionné, ce qui signifie que sa solution peut ne pas être unique et être numériquement instable. Les algorithmes de reconstruction utilisent généralement la régularisation pour contourner ce problème. La régularisation se base sur des hypothèses qui introduisent une information *a priori* sur la distribution de conductivité. Par exemple, on peut supposer que la conductivité entre les pixels voisins varie peu, ce qui équivaut à favoriser les images qui sont lisses. La qualité des images est donc sensible à la fois à l'instrumentation du système de TIE et à l'algorithme de reconstruction. La régularisation utilisée, la précision des mesures et le nombre d'électrodes influencent la résolution spatiale de l'image qui, pour un système à seize électrodes, correspond à environ 10 % du diamètre de la région imagée (Costa *et al.*, 2009).

Idéalement, le but de la TIE serait de reconstruire des images de la distribution de conductivité avec un seul ensemble de mesures. De telles images sont appelées *images absolues*. Cependant, ces images sont très difficiles à obtenir en pratique, car il faudrait connaître avec

une très grande précision la forme du thorax, la forme des électrodes et leur position. De plus, la moindre erreur de mesure affecterait grandement la qualité de ce type d'images. C'est pourquoi, il est beaucoup plus intéressant de reconstruire des images en utilisant deux ensembles de mesures, obtenus à deux instants différents, afin d'observer un changement de conductivité plutôt qu'une distribution de conductivité absolue. Les images représentant un changement de conductivité dans le temps sont appelées *images différentielles* (Adler *et al.*, 1996). On a alors besoin d'un ensemble de mesures de référence qui doit être soustrait des autres ensembles de mesures. Un avantage de cette méthode est qu'elle permet de minimiser l'effet des erreurs systématiques de l'appareil et des erreurs liées aux hypothèses car les mêmes erreurs sont présentes dans les deux ensembles de mesures.

L'imagerie différentielle confère à la TIE des caractéristiques intéressantes pour les applications cliniques reliées à des phénomènes physiologiques entraînant un changement de conductivité dans le temps. Une application clinique prometteuse de la TIE est l'imagerie de la fonction pulmonaire. La variation cyclique de l'air dans les poumons est un phénomène assez lent (12 à 15 cycles par minute chez un sujet normal) qui engendre des changements de conductivité importants (environ 10 %). C'est pourquoi la capacité de la TIE d'imager la ventilation pulmonaire au chevet du patient est prometteuse par rapport aux techniques d'imagerie conventionnelle comme la radiographie. Les applications cliniques pulmonaires explorées au cours des dernières années incluent la détection de pneumothorax, l'évaluation du recrutement alvéolaire et la détection de la perfusion pulmonaire (Costa *et al.*, 2009). D'autres applications prometteuses et plus récentes se situent en neurologie, comme le monitoring d'hémorragies cérébrales et la détection de foyers épileptiques. Étant donné que la boîte crânienne s'oppose au passage du courant, ces applications nécessitent cependant des systèmes beaucoup plus performants car les changements de conductivité sont inférieurs à 1 % (McEwan *et al.*, 2006).

Néanmoins, certains inconvénients sont associés à l'imagerie différentielle. Pour des acquisitions de longue durée, la stabilité de la référence n'est pas assurée à cause de sources d'erreur associées aux performances du système et à son ergonomie. Les performances d'un système de TIE sont sensibles aux phénomènes de dérive, c'est-à-dire que les performances varient dans le temps et de façon continue en fonction de la température et d'autres phénomènes externes (McEwan *et al.*, 2007). D'autres sources d'erreur proviennent de l'ergonomie du système, c'est-à-dire de son adaptation à l'environnement clinique et au patient. L'utilisation d'électrodes sur une longue période de temps rend le système de TIE sensible aux mouvements du patient, à la variation de l'impédance de contact des électrodes et aux manipulations du patient par le personnel. Un ensemble de mesures de référence erroné peut



mener à des artéfacts importants dans les images reconstruites. Un autre inconvénient majeur de l'imagerie différentielle est qu'elle limite les applications cliniques de la TIE aux situations où un ensemble de mesures de référence est disponible. Par exemple, pour détecter un cancer, aucun ensemble de mesures de référence n'est disponible avant l'apparition de la tumeur. Afin de contourner ces deux limitations, la TIE multifréquence (TIE-MF) a été proposée (Riu *et al.*, 1992) et fait l'objet de la prochaine section.

## 1.2 Imagerie multifréquence

Le principe de la TIE-MF repose sur le fait que chaque tissu a une admittivité complexe ( $\gamma$ ) qui varie en fonction de la fréquence angulaire ( $\omega$ ) de la façon suivante :

$$\gamma(\omega) = \sigma(\omega) + j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r(\omega) \quad (1.1)$$

où  $\sigma$  est la conductivité électrique,  $\varepsilon_0$ , la permittivité électrique du vide,  $\varepsilon_r$ , la permittivité relative et  $j$ , l'unité imaginaire dont le carré vaut -1. La structure cellulaire des tissus et leur état physiologique affectent  $\sigma$  et  $\varepsilon_r$ . Les fluides intracellulaire et extracellulaire ont un comportement principalement conducteur, alors que la membrane cellulaire agit comme un diélectrique. Dans la littérature, les valeurs d'admittivité des tissus biologiques sont répertoriées pour une plage de fréquences allant de 10 Hz à 20 GHz (Grimmes et Martinsen, 2000). Sur cette plage de fréquences, le comportement macroscopique de  $\gamma$  peut être modélisé par trois phénomènes de dispersion. Ces phénomènes de dispersion sont basés sur des mécanismes de relaxation diélectrique qui dépendent, entre autres, des concentrations d'ions, de leur mobilité et de la viscosité du milieu (Rigaud *et al.*, 1996). La dispersion  $\alpha$  se produit à basse fréquence, lorsque la membrane interstitielle, composée de lipides, agit comme isolant en limitant l'entrée du courant dans la cellule. L'admittivité est alors fonction principalement des fluides extracellulaires. La dispersion  $\beta$  se produit entre 10 kHz et 100 MHz lorsque les membranes cellulaires commencent à laisser passer plus facilement le courant. L'intérieur de la cellule devient alors à son tour impliqué dans le phénomène de conduction. À des fréquences supérieures à 1 GHz, une troisième dispersion, associée à la polarisation des dipôles des molécules, provoque une augmentation d'admittivité. Cependant, ce phénomène ne se produit pas dans la plage de fréquences habituellement utilisée en TIE. Il existe plusieurs modèles pour décrire le comportement électrique des tissus biologiques en fonction de la fréquence, le plus utilisé étant celui de Cole-Cole (Riu *et al.*, 1995).

Étant donné que chaque tissu a une signature d'admittivité différente en fonction de la

fréquence, cette information spectrale peut être utilisée pour identifier les tissus dans les images grâce à la TIE-MF (Bujnowski et Wtorek, 2007). Typiquement, des systèmes capables d’obtenir des mesures à huit fréquences simultanément sont employés pour identifier les tissus. La TIE-MF apporte donc plus d’informations quantitatives sur les propriétés électriques des tissus biologiques que ne peuvent le faire les systèmes de TIE fonctionnant à une seule fréquence. La TIE-MF est aussi insensible aux variations du système et du montage expérimental dans le temps, car elle ne nécessite pas l’usage d’une référence temporelle. Cependant, les systèmes de TIE-MF sont sujets à la même contrainte sur le courant total qu’on peut appliquer au patient. Plus un système utilise de fréquences différentes simultanément, plus l’amplitude du courant à chaque fréquence doit être faible afin que le courant total respecte les normes de sécurité. Le rapport signal sur bruit (RSB) des mesures est alors beaucoup plus faible, car il est proportionnel à l’amplitude du courant appliqué. Pour contourner ce problème, certains systèmes de TIE-MF n’appliquent pas les courants simultanément, mais plutôt de façon séquentielle. Cela constitue cependant une source d’erreur car le système de TIE, le montage expérimental et le phénomène physiologique à imager doivent être considérés comme étant stationnaires pour toute la durée requise pour l’acquisition des données à toutes les fréquences.

Dans le cas particulier où deux ensembles de mesures sont acquis simultanément à deux fréquences différentes, ces images sont appelées *images bifréquences* (Griffiths et Zhang, 1989). Tout comme la TIE-MF, la TIE bifréquence (TIE-BF) permet de minimiser les erreurs dues à l’instabilité de la référence pendant les acquisitions de longue durée. De plus, la TIE-BF permet d’appliquer des courants plus élevés en amplitude comparativement à la TIE-MF, car le courant total est réparti seulement entre deux fréquences. Il est ainsi possible de maximiser le RSB tout en respectant les normes de sécurité.

La sélection des deux fréquences d’excitation doit se faire dans le but d’obtenir un contraste maximal (Bujnowski et Wtorek, 2007). Le contraste d’admittivité  $\Delta\gamma(\omega)$  peut être défini de la façon suivante :

$$\Delta\gamma(\omega) = \gamma(\omega_2) - \gamma(\omega_1). \quad (1.2)$$

La fréquence  $\omega_1$  est généralement choisie comme fréquence de référence. Cette fréquence est généralement la plus faible des deux, soit de l’ordre de quelques kilohertz. La fréquence  $\omega_2$  doit permettre un changement d’admittivité dans le milieu d’intérêt en fonction du phénomène qu’on désire imager. Cependant, il a été démontré que l’admittivité varie faiblement en fonction de la fréquence (Rigaud *et al.*, 1996). Pour distinguer deux tissus, il faut donc

que la deuxième fréquence soit éloignée de la première de plusieurs ordres de grandeur. Or, les performances des systèmes de TIE ne sont généralement pas uniformes à ces deux fréquences. Les systèmes de TIE-BF nécessitent donc des performances uniformes en fonction de la fréquence. Sinon, il peut être difficile de discerner si le changement d'admittivité observé est attribuable à un phénomène physiologique ou aux erreurs dues à la non-uniformité des performances du système de TIE (Riu *et al.*, 1995).

En résumé, la TIE-BF offre un avantage intéressant par rapport à la TIE conventionnelle simple fréquence, car l'utilisation de deux fréquences minimise les erreurs d'instabilité de la référence tout en permettant d'envisager de nouvelles applications pour la TIE. De récents travaux suggèrent que la TIE-BF pourrait être utilisée pour le diagnostic de désordres pulmonaires comme l'œdème pulmonaire (Robitaille *et al.*, 2009). Le dépistage de tumeurs du sein et de la peau serait aussi possible, car la conductivité complexe d'une tumeur maligne diffère de celles des tissus sains qui l'entourent (Bayford, 2006).

### 1.3 Contexte et problématique

Le système de TIE du laboratoire d'instrumentation biomédicale de l'École Polytechnique de Montréal est représenté à figure 1.2, connecté sur un fantôme permettant de simuler un patient. Il est constitué d'un module de synthèse et de démodulation (MSD), d'un module d'électrodes actives (MEA) et d'un ordinateur (PC). Le PC exécute un programme qui permet à l'utilisateur de contrôler les paramètres de fonctionnement du système à l'aide d'une interface graphique. L'interface permet aussi d'afficher les images reconstruites en temps réel. Le PC communique avec le MSD, qui contient des circuits de traitement de signaux servant à générer la porteuse de référence et à démoduler les signaux captés par les électrodes. Le MEA fait l'interface entre le patient et le MSD. Il contient les circuits analogiques qui permettent d'appliquer un courant et d'échantillonner le champ de potentiel résultant à l'aide d'électrodes. Le MSD est généralement placé au chevet, tandis que le MEA est conçu pour être placé près du patient afin de minimiser la longueur des câbles d'électrodes.

Notre système a été conçu pour évaluer la distribution régionale de la ventilation au chevet des patients. Le système fonctionne en temps réel à une cadence maximale d'environ 24 images par seconde et est optimisé pour fonctionner à 50 kHz. Cependant, il ne peut être utilisé que pour faire de l'imagerie différentielle. Notre groupe a commencé à s'intéresser à la TIE-BF il y a environ cinq ans afin de régler les problèmes de dérive temporelle lors d'acquisition de longue durée. Un article traitant d'un algorithme de reconstruction bifréquence a été publié sur le sujet (Hartinger *et al.*, 2007). Cependant, les composantes matérielles du système

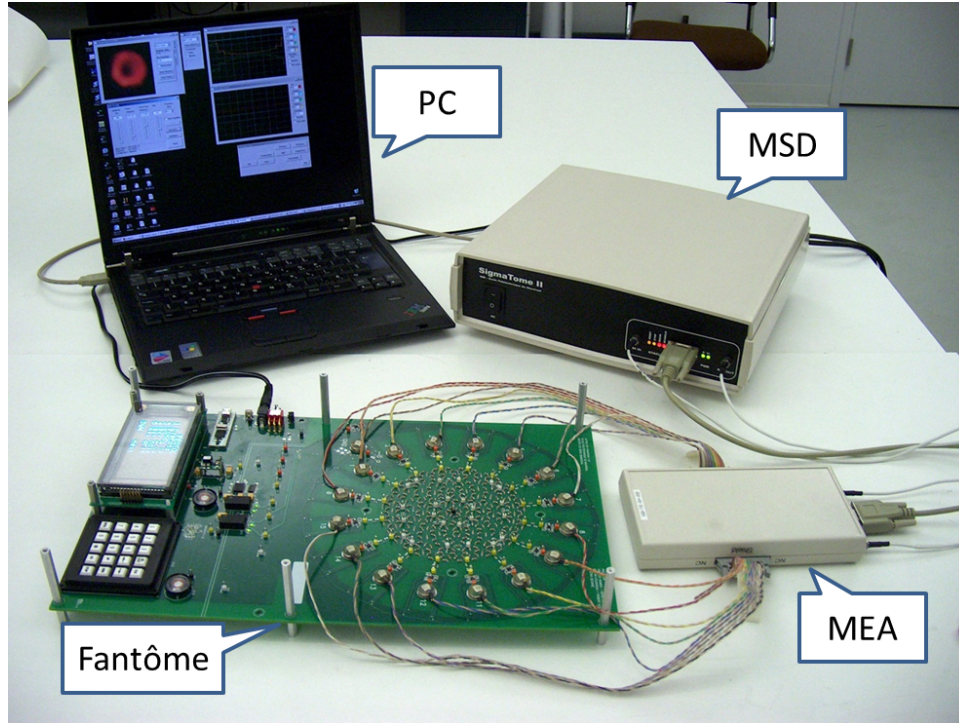


Figure 1.2 Vue d'ensemble du système de TIE simple fréquence.

ne permettent pas d'obtenir des images bifréquences, car les performances à une fréquence différente de 50 kHz sont sous-optimales et pourraient introduire des artéfacts dans les images. À l'hiver 2009, un projet de TIE-BF a donc débuté afin de développer un nouveau MEA et un nouveau MSD, correspondant à deux projets de maîtrise. Pour le moment, l'instrumentation du MEA actuel n'offre pas des performances uniformes sur une plage de fréquences adéquate pour effectuer la TIE-BF.

#### 1.4 Objectifs du projet de maîtrise

Le but de ce projet est de réaliser un MEA dont les performances sont uniformes sur une large plage de fréquences afin d'exploiter le potentiel offert par la TIE-MF et la TIE-BF. Les bénéfices attendus de ce projet sont : a) un élargissement du champ d'applications de la TIE et b) le remplacement du MEA actuel, conçu pour l'imagerie différentielle à 50 kHz. Ces attentes s'appuient sur le fait que la TIE-BF permet d'imager des phénomènes qui varient très lentement dans le temps, comme l'apparition d'une tumeur. De plus, comme la conception du MEA actuel date de plusieurs années, des circuits intégrés plus performants sont maintenant disponibles, ce qui devrait permettre d'améliorer les performances.

La réalisation du projet s'effectuera en deux étapes, comme suit :

1. Conception et réalisation d'un MEA dont les performances sont uniformes sur une large plage de fréquences.
2. Validation du MEA par des tests de performance, des tests sur des fantômes et des tests *in vivo*.

## 1.5 Structure du mémoire

Ce mémoire est divisé en cinq chapitres. Le présent chapitre constitue l'introduction. Le chapitre 2 contient une revue de littérature des plus récents systèmes de TIE-MF développés par d'autres groupes de recherche, ce qui devrait nous permettre de mieux cerner les spécifications du nouveau système. La conception et la réalisation du MEA, correspondant au premier objectif du projet, sont décrites au chapitre 3. Les circuits du MEA sont analysés et simulés afin de valider leur comportement et de déterminer l'influence des composants électroniques sur les performances du système. Par la suite, les travaux effectués pour concevoir et fabriquer le circuit imprimé sont décrits.

Le chapitre 4 décrit la validation expérimentale du MEA, ce qui correspond au deuxième objectif du projet. Les performances des électrodes actives du MEA sont mesurées avec un analyseur de réseau et comparées aux simulations. Les performances globales du système sont ensuite évaluées à l'aide d'un fantôme résistif. Les nouvelles fonctionnalités du MEA sont validées par des tests d'imagerie *in vitro* et *in vivo*. Notamment, des images *in vitro* sont obtenues à diverses fréquences et avec différentes configurations d'électrodes. Le mémoire se termine par un chapitre de conclusion.

## CHAPITRE 2

### REVUE DE LITTÉRATURE

Afin d’observer des changements de conductivité dans une région du corps par TIE-MF et TIE-BF, les fréquences des courants d’excitation sont souvent séparées de plusieurs ordres de grandeur. Les systèmes de TIE doivent donc avoir des performances uniformes sur une large plage de fréquences. Une étude récente suggère la nécessité d’une précision de 0,1 % sur la plage de fréquences utilisée (McEwan *et al.*, 2007). Cette sensibilité à la non-uniformité des performances explique en partie pourquoi les résultats de certaines études cliniques avec des systèmes de TIE-MF se sont révélés plutôt décevants (Romsauerova *et al.*, 2007).

Cette revue de littérature traite des sources d’erreur qui influencent l’uniformité des performances des systèmes de TIE et des solutions qui ont été proposées par différents groupes travaillant dans ce domaine. La première section décrit les principales sources d’erreur qui affectent l’acquisition des mesures. Ces sources d’erreur sont expliquées et certaines solutions pour minimiser leurs effets sont décrites. La deuxième section du chapitre classe divers systèmes de TIE-MF décrits dans la littérature selon leurs caractéristiques techniques. Il est notamment question des approches utilisées par les concepteurs de ces systèmes et des solutions retenues en fonction du phénomène physiologique à observer. La dernière section du chapitre précise les caractéristiques que nous avons recherchées lors de la conception du MEA large bande.

#### 2.1 Sources d’erreur

Les sources d’erreur qui influencent l’enregistrement de mesures de TIE ont largement été décrites dans la littérature (Boone et Holder, 1996; McEwan *et al.*, 2007). Les principales sources d’erreur sont reliées aux notions de tension mode commun, d’impédances de contact et de capacités parasites. Pour bien comprendre la cause de ces sources d’erreur, nous allons d’abord décrire l’architecture générale d’un système de TIE-MF. Ensuite, les problématiques des circuits de stimulation et de mesure seront abordées séparément.

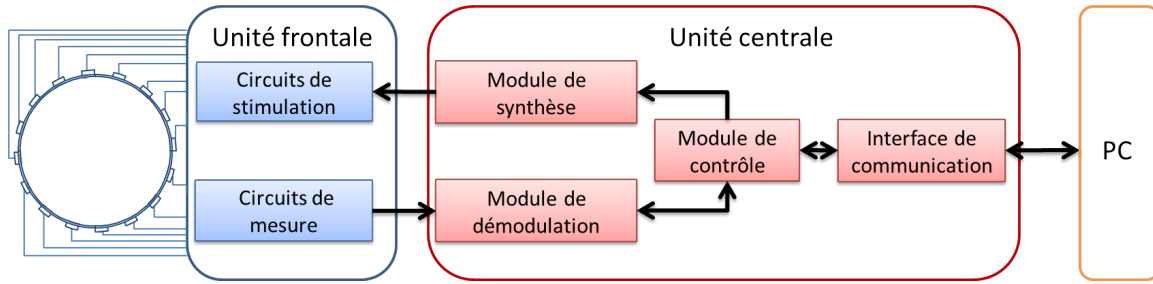


Figure 2.1 Architecture générale d'un système de TIE-MF.

### 2.1.1 Architecture des systèmes

La figure 2.1 présente l'architecture générale d'un système de TIE-MF réduit à trois composants : l'unité frontale, l'unité centrale et le PC. L'unité frontale contient les circuits de stimulation et les circuits de mesure. Elle est reliée au patient et communique avec l'unité centrale. L'unité centrale est composée du module de contrôle, du module de synthèse et du module de démodulation. Le module de synthèse génère la porteuse de référence dont le spectre peut comporter une ou plusieurs fréquences. Le rôle du module de démodulation est d'extraire les mesures d'impédance codées à chaque fréquence présente dans la porteuse. Le module de contrôle est responsable du transfert des données entre l'unité centrale et le PC par l'intermédiaire de l'interface de communication. Les données de contrôle sont habituellement transmises de façon bidirectionnelle entre le système et le PC afin d'effectuer correctement la séquence de mesures et la transmission des données acquises.

Trois types d'architectures sont utilisées pour réaliser des systèmes de TIE : parallèle, sérielle et semi-parallèle. Cependant, la plupart des revues de littérature ne font pas la distinction entre l'architecture de l'unité frontale et celle de l'unité centrale. L'architecture de l'unité frontale a une grande influence sur la flexibilité du système et sur ses performances. Une unité frontale d'architecture parallèle comprend un circuit de stimulation et un circuit de mesure par électrode. Une unité frontale d'architecture sérielle a un seul circuit de stimulation et un seul circuit de mesure. Des multiplexeurs analogiques sont alors utilisés pour relier séquentiellement ces circuits aux électrodes. Une unité frontale d'architecture semi-parallèle contient autant de circuits de stimulation qu'il y a d'électrodes, mais un seul circuit de mesure ou *vice versa*. Pour l'architecture de l'unité centrale, le principe est le même. L'architecture de l'unité centrale peut être parallèle, c'est-à-dire qu'elle contient un générateur de porteuse et un démodulateur par électrode. Une unité centrale d'architecture sérielle contient un seul générateur de porteuse et un seul démodulateur. Des multiplexeurs analogiques sont alors utilisés pour relier ces deux chaînes de traitement de signaux aux électrodes désirées. Finalement,

ment, l'unité centrale d'architecture semi-parallèle contient autant de démodulateurs qu'il y a d'électrodes, mais un seul générateur de porteuse ou *vice versa*.

De façon globale, pour qu'un système soit considéré parallèle, les architectures des unités frontale et centrale doivent être parallèles. Pour qu'un système soit considéré sériel, il faut que les architectures des unités frontale et centrale soient sérielles. Dans tous les autres cas, certains auteurs considèrent les systèmes comme étant semi-parallèles. Il est cependant préférable de spécifier séparément les architectures des unités frontale et centrale afin de prévenir toute ambiguïté.

En général, les systèmes qui ont des architectures frontale et centrale sérielles sont plus pratiques et plus flexibles au niveau de la séquence d'acquisition des mesures. Toutefois, les portes analogiques dont sont composés les multiplexeurs présentent des capacités parasites à la masse ( $C_{in}$ ,  $C_{out}$ ), des capacités de couplage entre l'entrée et la sortie ( $C_{off}$ ) et des résistances sérielles ( $R_{on}$ ) qui limitent la précision des mesures. La figure 2.2 illustre le circuit équivalent d'une porte analogique en incluant les composants parasites reliés aux états ouvert et fermé. Lorsque la porte est fermée, les capacités  $C_{in}$  et  $C_{out}$  limitent les fréquences d'opération en formant un filtre passe-bas avec la résistance  $R_{on}$ . Lorsque la porte est ouverte, la capacité  $C_{off}$  laisse passer les composantes hautes fréquences du signal. De plus, lorsque plusieurs portes analogiques sont intégrées sur la même puce, il y a de l'interférence mutuelle (en anglais, *crosstalk*) entre celles-ci. Lorsqu'un système a des unités frontale et centrale d'architecture parallèle, les sources d'erreur provenant des imperfections des multiplexeurs sont absentes. Comme il n'y a aucune commutation, ces systèmes sont en général beaucoup plus rapides, mais les performances varient davantage entre les électrodes actives, ce qui nécessite une procédure de calibration. Le tableau 2.1 montre les valeurs typiques des résistances et des condensateurs du modèle de la porte analogique. La résistance  $R_{charge}$  dépend du circuit relié à la porte analogique.

Tableau 2.1 Valeurs des composants typiques des modèles simplifiés d'une porte analogique.

Composant	Valeur
$R_{on}$	120 $\Omega$
$C_{in}$	0,9 pF
$C_{off}$	0,3 pF <sup>1</sup>
$C_{out}$	1 pF

1. Cette valeur est calculée à partir de l'atténuation présentée par une porte analogique à l'état ouvert. L'atténuation typique est de 80 dB à 1 MHz pour une charge constituée d'une résistance de 50  $\Omega$  et d'une capacité de 5 pF (Analog Devices, 2009).



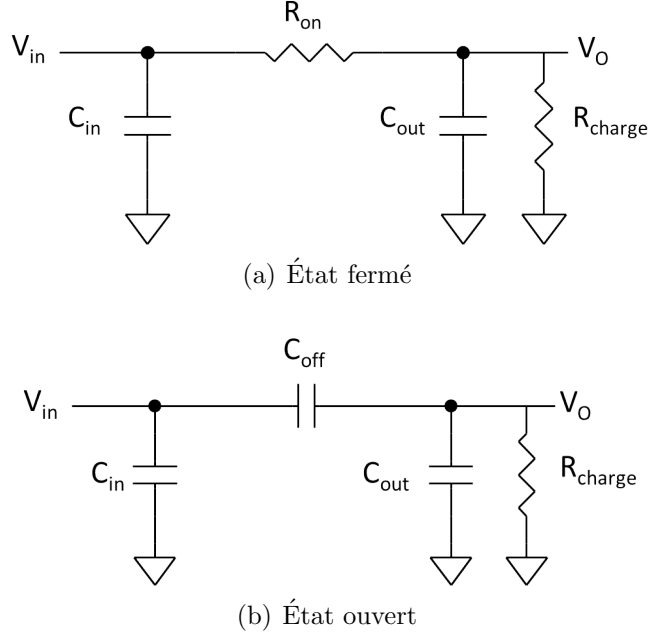
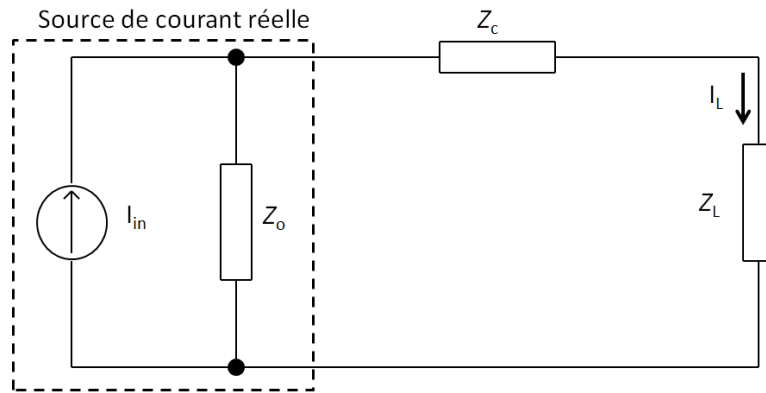


Figure 2.2 Modèles simplifiés d'une porte analogique pour les états fermé et ouvert.

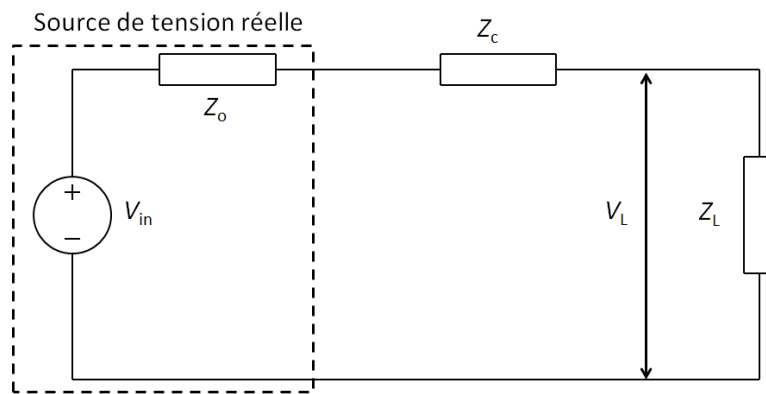
### 2.1.2 Problématique de la stimulation

Cette section traite des sources d'erreur qui affectent les circuits de stimulation de l'unité frontale. Il existe deux types de circuit pour la stimulation des tissus : une source de courant (figure 2.3(a)) et une source de tension (figure 2.3(b)). Pour chaque figure, la charge ( $Z_L$ ) constitue l'impédance des tissus du patient. L'impédance de contact ( $Z_c$ ) représente l'interface entre l'électrode et la peau du patient. Ces impédances de contact peuvent être très élevées et variables en fonction des mouvements du patient, des interventions du personnel soignant, de la transpiration, du séchage du gel et de la régénération de la peau sous l'électrode. Les impédances de contact sont généralement de l'ordre de quelques kilohms aux basses fréquences et diminuent aux fréquences plus élevées. À la figure 2.3(a), une source de courant réelle est représentée par une source de courant idéale avec une impédance de sortie finie  $Z_o$ . Dans le cas idéal, le courant appliqué à la charge ( $I_L$ ) est égal au courant  $I_{in}$ . En pratique, l'impédance de sortie finie  $Z_o$  et la combinaison série de l'impédance de contact  $Z_c$  et l'impédance de la charge  $Z_L$  réduisent le courant appliqué à :

$$I_L = \frac{Z_o}{Z_o + Z_L + Z_c} I_{in}. \quad (2.1)$$



(a) Source de courant



(b) Source de tension

Figure 2.3 Circuit équivalent pour la stimulation incluant les sources d'erreur.

La qualité d'une source de courant pour la TIE est souvent évaluée en fonction de sa robustesse face aux variations des impédances de charge et de contact. D'après l'équation 2.1, l'impédance de sortie de la source de courant doit être beaucoup plus grande que l'impédance de contact ou, à tout le moins, que ses variations. En TIE, comme le courant est appliqué par deux électrodes, c'est-à-dire en formant une source et un puits de courant, une impédance de sortie élevée minimise le déséquilibre entre les courants entrant et sortant du patient. Cependant, l'impédance de sortie est difficile à maximiser en pratique à cause de la présence de capacités parasites dont les effets deviennent significatifs à haute fréquence car leur impédance diminue et permet au courant de circuler vers la masse par des chemins de faible impédance. C'est pourquoi la réalisation pratique d'une source de courant est très difficile pour des fréquences supérieures à 1 MHz.

La deuxième façon de stimuler un tissu, montrée à la figure 2.3(b), consiste à appliquer des tensions. Une source de tension réelle est représentée par une source de tension idéale ( $V_{in}$ ) en série avec une impédance de sortie ( $Z_o$ ). L'utilisation de ce circuit de stimulation en TIE nécessite habituellement des circuits pour mesurer l'amplitude du courant réellement appliqué. La mesure du courant se fait typiquement à l'aide d'une résistance série, qui n'est pas représentée sur la figure. La tension aux bornes de la charge ( $V_L$ ) est atténuée par le diviseur de tension formé de  $Z_o$  et  $Z_L$  :

$$V_L = \frac{Z_L}{Z_o + Z_L + Z_c} V_{in}. \quad (2.2)$$

L'impédance de sortie  $Z_o$  est généralement négligeable face à l'impédance de contact  $Z_c$ . Comme on peut le constater dans l'équation 2.2, l'impédance de la charge  $Z_L$  doit être très élevée pour minimiser les effets des variations d'impédance de contact. Or, en pratique, nous n'avons pas de contrôle sur ce facteur, car il s'agit de l'impédance des tissus. Une source de tension est donc beaucoup plus sensible aux variations d'impédance de contact qu'une source de courant. L'option d'appliquer des tensions au lieu des courants est seulement avantageuse pour réaliser des systèmes de TIE fonctionnant à très haute fréquence (Saulnier *et al.*, 2006). En effet, pour une source de tension, l'impédance de sortie doit être la plus faible possible, ce qui nécessite de l'électronique moins complexe.

### 2.1.3 Problématique de la mesure

Cette section porte sur les sources d'erreur qui influencent les circuits de mesure de l'unité frontale. La figure 2.4 représente un circuit de mesure de TIE réduit à sa plus simple ex-

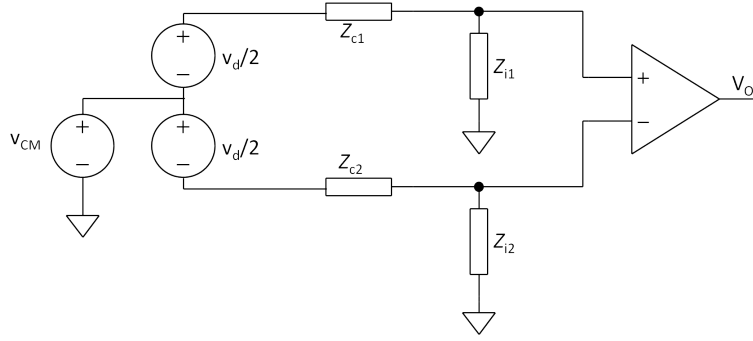


Figure 2.4 Circuit équivalent pour la mesure incluant les sources d'erreur.

pression. Le préamplificateur est représenté par un amplificateur différentiel idéal avec des impédances d'entrée finies ( $Z_{i1}$ ,  $Z_{i2}$ ). Dans le cas idéal, la tension de sortie  $V_o$  de l'ampli différentiel est donnée par :

$$V_o = A_d(v_+ - v_-) \quad (2.3)$$

où  $A_d$  est le gain différentiel. En pratique, la tension de sortie dépend aussi de la valeur moyenne des tensions sur les deux entrées, soit la tension mode commun :

$$V_o = A_d(v_+ - v_-) + A_{CM}v_{CM} \text{ avec } v_{CM} = \frac{v_+ + v_-}{2} \quad (2.4)$$

où  $A_{CM}$  est le gain en mode commun. Un indicateur fiable de la capacité d'un amplificateur à extraire un signal différentiel très petit, superposé à un grand signal commun est le taux de rejet du mode commun défini par

$$\text{TRMC} = 20\log \frac{A_d}{A_{CM}}. \quad (2.5)$$

Dans le cas idéal, les amplificateurs auraient un TRMC infini, mais en pratique ce dernier est fonction de la fréquence. Comme le mode commun qui nous préoccupe est à la fréquence d'opération du système, certains groupes ont tenté de le réduire à l'aide de circuits d'asservissement. Il a été démontré que ces circuits fonctionnent assez bien jusqu'à environ 10 kHz. À des fréquences supérieures, le déphasage du circuit d'asservissement est trop grand et variable pour assurer sa stabilité (Rosell et Riu, 1992). Un circuit réalisé en technologie CMOS pour des fréquences discrètes allant jusqu'à 250 kHz a aussi été proposé (Rahal *et al.*, 2009). Cependant, ce circuit a seulement été testé en simulation et l'amplitude maximale du mode

commun pouvant être asservi est limitée.

Le circuit de mesure est également sensible au débalancement des impédances de contact  $Z_{c1}$  et  $Z_{c2}$ . La tension mesurée est atténuée aux deux entrées de l'amplificateur différentiel par le diviseur de tension formé par les impédances de contact et d'entrée :

$$v_+ = \left(v_{CM} + \frac{v_d}{2}\right) \frac{Z_{i1}}{Z_{i1} + Z_{c1}} \text{ et } v_- = \left(v_{CM} - \frac{v_d}{2}\right) \frac{Z_{i2}}{Z_{i2} + Z_{c2}} \quad (2.6)$$

En substituant ces valeurs dans l'équation 2.4, la tension de sortie  $V_o$  est alors donnée par :

$$V_o = A_d \left[ \left(v_{CM} + \frac{v_d}{2}\right) \frac{Z_{i1}}{Z_{i1} + Z_{c1}} - \left(v_{CM} - \frac{v_d}{2}\right) \frac{Z_{i2}}{Z_{i2} + Z_{c2}} \right] + \frac{A_{CM}}{2} \left[ \left(v_{CM} + \frac{v_d}{2}\right) \frac{Z_{i1}}{Z_{i1} + Z_{c1}} + \left(v_{CM} - \frac{v_d}{2}\right) \frac{Z_{i2}}{Z_{i2} + Z_{c2}} \right]. \quad (2.7)$$

Pour simplifier, écrivons  $k_1 = \frac{Z_{i1}}{Z_{i1} + Z_{c1}}$  et  $k_2 = \frac{Z_{i2}}{Z_{i2} + Z_{c2}}$ . On obtient alors

$$\begin{aligned} V_o &= A_d v_d \left[ \frac{k_1}{2} + \frac{k_2}{2} \right] + A_d v_{CM} [k_1 - k_2] + \frac{A_{CM}}{2} v_{CM} [k_1 + k_2] + \frac{A_{CM}}{4} v_d [k_1 - k_2] \\ &= A_d \left[ \left( \frac{k_1}{2} + \frac{k_2}{2} \right) v_d + (k_1 - k_2) v_{CM} \right] + A_{CM} \left[ \left( \frac{k_1}{4} - \frac{k_2}{4} \right) v_d + \left( \frac{k_1}{2} + \frac{k_2}{2} \right) v_{CM} \right]. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Dans le cas idéal où  $k_1 = k_2 = k$ , on obtient :

$$V_o = k A_d v_d + k A_{CM} v_{CM}. \quad (2.9)$$

Si  $k_1 \neq k_2$ , le terme  $A_d (k_1 - k_2) v_{CM}$  peut engendrer une erreur de mesure appréciable étant donné que  $v_{CM}$  est généralement beaucoup plus grand que  $v_d$  et que  $A_d$  est beaucoup plus grand que  $A_{CM}$ . On remarque que si les impédances de contact ( $Z_{c1}$  et  $Z_{c2}$ ) et les impédances d'entrée ( $Z_{i1}$  et  $Z_{i2}$ ) étaient égales, le signal mode commun à la sortie serait minimal. Les impédances de contact étant habituellement très différentes entre les électrodes, une différence de potentiel supplémentaire est donc présente à la sortie de l'amplificateur si les impédances d'entrée ne sont pas assez élevées par rapport aux impédances de contact.

La présence de ces impédances de contact permet de mieux comprendre pourquoi les mesures en TIE se font à l'aide de quatre électrodes : deux pour appliquer le courant et deux autres pour mesurer la différence de potentiel. Si la différence de potentiel était mesurée à l'aide de la même paire d'électrodes qui applique le courant, le courant appliqué génèrerait une différence de potentiel supplémentaire aux bornes des impédances de contact  $Z_{c1}$  et  $Z_{c2}$ . Ces tensions, qui peuvent être différentes, viendraient s'additionner à celle de la mesure et fausseraient le résultat. D'après l'équation 2.6, il y a deux façons de réduire cette source d'erreur : minimiser  $Z_c$  ou maximiser  $Z_i$ . Bien qu'il soit possible de minimiser  $Z_c$  par une préparation de la peau (e.g. abrasion, application d'un gel conducteur, etc.) avant d'appliquer les électrodes, il est beaucoup plus facile de maximiser  $Z_i$ . Ceci permet de considérer les variations d'impédance de contact comme négligeables. Or, l'impédance d'entrée est également dégradée par les capacités parasites, ce qui augmente les erreurs dues au déséquilibre des impédances de contact et diminue le TRMC. Pour minimiser ces capacités parasites, plusieurs précautions doivent être prises au niveau de la conception du système.

Les capacités parasites sont présentes principalement à deux endroits : dans les câbles d'électrodes et dans le circuit imprimé. Un circuit imprimé est un ensemble constitué d'un support isolant et de conducteurs métalliques plats destinés à assurer des liaisons électriques entre des composants électroniques qui sont disposés à la surface du support. Des capacités parasites sont alors présentes entre les conducteurs et les plans de masse. La capacité est donnée par

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d} \quad (2.10)$$

où  $\varepsilon_0$  est la permittivité du vide,  $\varepsilon_r$  est la permittivité relative du matériau du circuit imprimé,  $A$  est l'aire effective de la trace et  $d$  est la distance entre les couches. D'après l'équation 2.10, il suffit de minimiser l'aire des traces et d'augmenter la distance entre les traces et les couches adjacentes pour minimiser les capacités parasites.

Une capacité parasite distribuée est aussi présente dans les câbles d'électrode coaxiaux, entre l'écran et le conducteur central. Cette capacité diminue aussi l'impédance d'entrée de l'amplificateur en plus de rendre les mesures plus sensibles aux interférences mutuelles entre les câbles. Par exemple, pour un système de TIE-BF fonctionnant à 10,24 et 81,92 kHz, une variation des capacités des câbles peut entraîner une erreur de l'ordre de 3 % dans les mesures (Schlappa *et al.*, 2000). Cette erreur est proportionnelle à l'écart entre les fréquences d'excitation. Une technique pour limiter l'interférence mutuelle entre les câbles est de connecter l'écran à la masse. Cependant, l'impédance d'entrée du circuit est alors dégradée car la

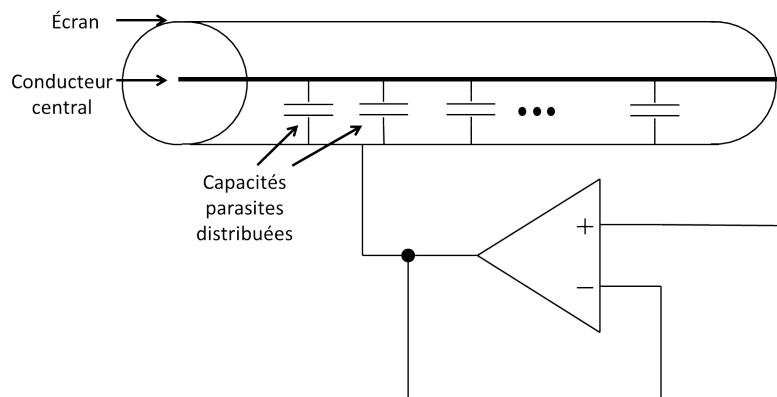


Figure 2.5 Circuit de base pour l'asservissement de l'écran d'un câble coaxial.

capacité parasite du câble diminue celle-ci à environ  $30\text{ k}\Omega$  à  $100\text{ kHz}$ . Une technique couramment utilisée pour remédier à ce problème consiste à asservir le potentiel de l'écran à celui du conducteur central du câble coaxial au moyen d'un suiveur de tension (figure 2.5). Ce type de circuit peut cependant devenir instable à cause de la grande charge capacitive à laquelle le suiveur est soumis et ainsi engendrer du bruit dans les mesures.

En résumé, un système dont les capacités parasites sont faibles permet de maintenir une impédance d'entrée élevée afin d'être robuste au débalancement des canaux causées par ces mêmes capacités parasites ou par les variations des impédances de contact. La conception du circuit imprimé est donc tout aussi importante que la conception des circuits de traitement de signaux pour un système de TIE.

## 2.2 Revue des systèmes de TIE-MF

Plusieurs systèmes de TIE-MF ont été développés au cours des dernières années afin d'imager des processus physiologiques qui évoluent lentement dans le temps. Les trois applications principales visées sont la détection du cancer du sein, la détection de l'accident vasculaire cérébral (AVC) et la détection de l'œdème pulmonaire (Holder, 2005). Bien qu'aucun ne soit encore utilisé de façon routinière en milieu clinique, les huit systèmes de TIE-MF de la liste ci-dessous sont représentatifs des efforts particuliers faits par les concepteurs pour minimiser les sources d'erreur décrites précédemment :

1. Système Mk3.5 de l'université de Sheffield (Wilson *et al.*, 2001)
2. Système UCL Mk2.5 de l'université de Sheffield (McEwan *et al.*, 2006)
3. Système Oxbact5 de l'université de Londres (UCL) (Bayford, 2006)

4. Système KHU Mark 1 de l'université de Kyong Hee (Oh *et al.*, 2007)
5. Système ACT4 du *Rensselaer Polytechnic Institute* (RPI) (Saulnier *et al.*, 2007)
6. Système TIE5-sys de l'université de Barcelone (Anton *et al.*, 2007)
7. Système du *Dartmouth College* à Hanover (Halter *et al.*, 2008)
8. Système TIE5-MF de l'École Polytechnique de Montréal (Robitaille *et al.*, 2009)

Notons que la liste classe les systèmes en ordre chronologique. Chaque système a été analysé en fonction de neuf caractéristiques pour en faciliter les comparaisons. Les neuf caractéristiques ont été regroupées en trois catégories : les caractéristiques globales du système, les spécifications de l'unité frontale et les spécifications fréquentielles. Nous allons approfondir chaque caractéristique afin de décrire son influence sur les mesures d'admittivité des tissus.

### 2.2.1 Caractéristiques globales du système

Le tableau 2.2 regroupe trois caractéristiques globales d'un système de TIE-MF. La première caractéristique est l'architecture de l'unité centrale et de l'unité frontale, tel que discuté à la section 2.1.1. On remarque que six systèmes sur huit utilisent une architecture parallèle pour l'unité frontale. Le système UCL Mk2.5 a une unité frontale série et le KHU Mark 1 une unité frontale semi-parallèle. Dans ce dernier, le même circuit de stimulation est utilisé pour toutes les électrodes. Pour le circuit de mesure, chaque électrode est connectée de façon permanente à une entrée de deux amplificateurs d'instrumentation (AI) suivis chacun d'un démodulateur. Cette configuration limite le protocole d'acquisition de mesures, car les électrodes sont reliées aux amplificateurs en paires adjacentes de façon permanente. Le TRMC d'une telle configuration est cependant très élevé. Des unités centrales sérieelles sont utilisées seulement pour les deux systèmes les plus anciens. Les modules de synthèse et de démodulation des porteuses sont principalement réalisés au moyen de processeurs optimisés pour le traitement numérique de signaux (*Digital signal processor* (DSP), en anglais) ou un réseau de portes logiques programmables (*Field programmable gate array* (FPGA), en anglais). Comme les DSP et les FPGA offrent une grande flexibilité, c'est-à-dire qu'il est possible de programmer le nombre de canaux de synthèse et de démodulation voulu en fonction de l'espace mémoire disponible, il est relativement facile de développer des unités centrales d'architecture semi-parallèle ou parallèle.

La deuxième caractéristique analysée est le type de patrons de courant utilisés. La résolution spatiale limitée des systèmes de TIE a mené au développement de plusieurs patrons de courant pour tenter d'améliorer cette propriété. En théorie, il existe une infinité de patrons de



Tableau 2.2 Caractéristiques de huit systèmes de TIE-MF.

Système	Unité frontale	Unité centrale	Patrons de courant	Calibration requise
Sheffield Mk3.5	Parallèle	Sérielle	Bipolaires	Non
UCL Mk2.5	Sérielle	Sérielle	Bipolaires	Oui
Oxbact5	Parallèle	Parallèle	Bipolaires	Oui
KHU Mark 1	Semi-parallèle	Semi-parallèle	Bipolaires	Oui
ACT4	Parallèle	Parallèle	Bipolaires	Oui
TIE5-sys	Parallèle	Semi-parallèle	Bipolaires	Non
Dartmouth	Parallèle	Parallèle	Optimaux	Oui
TIE5-MF	Parallèle	Semi-parallèle	Bipolaires	Non

courant, la seule contrainte étant que la somme des courants entrant et sortant du corps doit être nulle. Les patrons décrits dans la littérature peuvent être générés de deux façons : par des méthodes bipolaires ou par des méthodes optimales. Les méthodes bipolaires n'utilisent que deux électrodes à la fois pour appliquer un courant. Par exemple, les électrodes peuvent être adjacentes ou diamétralement opposées. La méthode par paires adjacentes fournit des mesures de potentiel qui sont très sensibles à la distribution de conductivité en périphérie. Il s'agit de la méthode la plus simple et la plus facile à réaliser. La méthode par paires opposées est plus sensible à la distribution centrale de conductivité. Elle serait supérieure en termes de résolution et de rapport signal sur bruit pour les applications concernant l'étude de l'activité cérébrale (Xu *et al.*, 2008). Les méthodes dites optimales utilisent toutes les électrodes simultanément pour appliquer le patron de courant. Ces méthodes calculent des patrons de courant qui visent à maximiser le contraste entre deux distributions d'admittivité (Isaacson, 1986). Leur sensibilité aux variations d'admittivité serait ainsi plus grande que celles des méthodes bipolaires. Cependant, l'électronique requise pour réaliser ces patrons de courant et les calculs plus complexes qu'elles requièrent expliquent pourquoi elles sont peu utilisées en pratique. D'après le tableau 2.2, seul le système de Dartmouth utilise des patrons de courant optimaux pour la détection du cancer du sein.

La troisième caractéristique concerne la nécessité d'effectuer une calibration du système préalablement à l'acquisition de données. Certains systèmes utilisent une étape de calibration pour réduire les erreurs systématiques, c'est-à-dire les erreurs engendrées par des variations prévisibles de certaines caractéristiques des circuits. Ces erreurs peuvent dépendre de la sta-

bilité des sources de courant, des préamplificateurs ainsi que de la résolution finie du convertisseur analogique-numérique (CAN) et du convertisseur numérique-analogique (CNA). Elles peuvent dépendre de la fréquence ainsi que des impédances de contact et de charge. Afin de réduire ces erreurs, une calibration peut être faite en utilisant comme étalon des fantômes avec des propriétés électriques connues. Néanmoins, ces erreurs ne peuvent pas être complètement éliminées, car les impédances vues par les sources de courant et les préamplificateurs changent lorsqu'on passe du montage de calibration au patient. La meilleure façon de les minimiser est donc de concevoir des systèmes avec des impédances d'entrée et de sortie élevées et des capacités parasites très faibles, tel qu'expliqué aux sections 2.1.2 et 2.1.3. On remarque au tableau 2.2 que cinq des huit systèmes utilisent une étape de calibration avant l'acquisition de données.

Une calibration n'est cependant pas toujours efficace. Par exemple, la dérive du système de TIE regroupe les erreurs produites par la variation des caractéristiques des composants avec la température et les variations d'impédance de contact des électrodes. Lorsque le monitoring du patient se fait sur de longues périodes de temps, les effets de la dérive peuvent être difficiles voire impossibles à corriger.

## 2.2.2 Spécifications de l'unité frontale

Le tableau 2.3 décrit quatre caractéristiques spécifiques de l'unité frontale des huit systèmes de TIE-MF. La première caractéristique est la technique de mesure, utilisant soit deux ou quatre électrodes. Tel que mentionné à la section 2.1.3, la technique de mesure à deux électrodes est sujette à des erreurs provenant du potentiel créé par le courant circulant dans les impédances de contact. Le tableau 2.3 montre que cinq systèmes sur huit utilisent une technique de mesure à quatre électrodes pour contourner ce problème. Les systèmes ACT4 et Dartmouth utilisent une technique de mesure à deux électrodes, tandis que le système Oxbact5 permet les deux techniques. Les systèmes utilisant des patrons de courant optimaux doivent forcément utiliser la technique de mesure à deux électrodes car le courant est appliqué simultanément par toutes les électrodes.

La deuxième caractéristique est le type de stimulation. Le circuit de stimulation est critique pour les performances globales du système, car ses caractéristiques affectent la plage de fréquences d'opération et la valeur de la charge qu'on peut stimuler. Nous avons vu que la stimulation d'une région du corps peut se faire de deux façons : en appliquant des courants ou des tensions. D'après le tableau 2.3, six systèmes sur huit appliquent des courants plutôt que des tensions. Le système de Dartmouth, conçu pour l'imagerie du sein, applique

Tableau 2.3 Caractéristiques de l’unité frontale de huit systèmes de TIE-MF.

Système	Technique de mesure	Type de stimulation	Nombre d’électrodes	Type de câble
Sheffield Mk3.5	4 électrodes	Courant	8	Triaxial
UCL Mk2.5	4 électrodes	Courant	64	Triaxial
Oxbact5	2/4 électrodes	Courant	64	ND
KHU Mark 1	4 électrodes	Courant	32	Triaxial
ACT4	2 électrodes	Courant/Tension	72	Coaxial
TIE5-sys	4 électrodes	Courant	8-16	Coaxial
Dartmouth	2 électrodes	Tension	64	ND
TIE5-MF	4 électrodes	Tension	16	Coaxial

des tensions afin d’atteindre une fréquence d’opération maximale de 10 MHz. Plusieurs types de sources de courant existent : la source de courant contrôlée par une tension (SCCT), le miroir de courant et l’amplificateur à transconductance sont les plus communes. Le circuit de SCCT le plus utilisé est la source de Howland, qui combine une impédance de sortie élevée et une transconductance uniforme sur une large plage de fréquences (Wang *et al.*, 2007). Afin d’optimiser l’impédance de sortie, certaines sources de courant sont réalisées en technologie CMOS par des circuits intégrés spéciaux (Frounchi *et al.*, 2007).

La troisième caractéristique, le nombre d’électrodes, détermine en partie la résolution spatiale des images pouvant être produite par le système. Au tableau 2.3, on voit qu’il existe des systèmes qui supportent de 8 à 72 électrodes. Les systèmes à huit électrodes, comme le système TIE5-sys de Barcelone, sont conçus pour des applications nécessitant une instrumentation compacte et portable. Ils sont utilisés notamment pour le monitoring de la fonction pulmonaire unilatérale (Anton *et al.*, 2007). Les systèmes à 64 électrodes sont surtout conçus pour des applications en neurologie, comme le KHU Mark 1, ou pour la TIE tridimensionnelle (3D) où les électrodes sont disposées en plusieurs plans. Même s’il peut être avantageux d’employer le plus d’électrodes possible pour augmenter la résolution spatiale, des contraintes pratiques comme l’espace restreint sur le patient (surtout les jeunes enfants et les nouveaux-nés) et le temps nécessaire pour poser les électrodes en limitent ultimement l’usage.

La quatrième caractéristique est le type de câbles d’électrodes utilisé. Au tableau 2.3, on remarque que trois systèmes utilisent des câbles triaxiaux. L’écran interne du câble est alors asservi au potentiel du conducteur central, tandis que l’écran externe est mis à la masse. Trois des quatre systèmes les plus récents sont dotés de câbles coaxiaux. Bien que la plupart

des systèmes analysés dans la littérature utilisent un circuit d’asservissement de l’écran des câbles d’électrodes, ce circuit n’est pas décrit et aucune analyse de stabilité n’est présentée.

### 2.2.3 Spécifications fréquentielles

Les deux dernières caractéristiques, présentées au tableau 2.4, sont la bande passante et le nombre de fréquences utilisées. Le choix des fréquences utilisées influence grandement la sensibilité des images au contraste de conductivité des tissus. En général, la fréquence la plus basse est choisie en tenant compte avant tout de la sécurité du patient. Plus la fréquence est faible, plus les courants appliqués doivent être faibles afin de respecter la norme CEI60601 et de rester sous le seuil de perception. Aucune composante DC ne doit être appliquée. Pour certaines applications, la fréquence la plus basse est choisie en fonction des phénomènes physiologiques présents, comme la circulation sanguine. C’est pourquoi l’imagerie des ACV nécessite des fréquences inférieures à 100 Hz. Au tableau 2.4, seulement trois systèmes ont une bande passante qui s’étend en dessous de 1 kHz. La fréquence la plus haute est quant à elle choisie en tenant compte de la fréquence à partir de laquelle les capacités parasites introduisent des erreurs significatives dans les données. En général, cette fréquence se situe autour de quelques mégahertz.

Finalement, la dernière caractéristique est le nombre de fréquences simultanées. Un système peut utiliser plusieurs fréquences simultanément pour réduire la sensibilité à la dérive. Cependant, l’amplitude du courant à chaque fréquence doit être choisie de façon à ce que le courant total respecte les normes de sécurité. Ceci peut entraîner une réduction du RSB des mesures faites à chaque fréquence. Le tableau 2.4 indique le nombre de fréquences appliquées simultanément par chaque système. Le maximum est de dix fréquences et le minimum est d’une seule fréquence. Les systèmes dits multifréquences mais qui n’appliquent qu’une seule fréquence à la fois réalisent les mesures de façon séquentielle une fréquence à la fois.

### 2.2.4 Description détaillée de deux systèmes multifréquences

Nous concluons cette revue de littérature par une description détaillée de deux systèmes multifréquences. Le premier est le Mk3.5 de Sheffield, qui présente une architecture semi-parallèle classique, soit une unité frontale parallèle et une unité centrale semi-parallèle. Le Mk3.5 ne supporte que huit électrodes, car il a été conçu pour l’imagerie du thorax de nouveaux-nés. Une paire d’électrodes adjacentes est utilisée pour appliquer le courant, mais les potentiels sont mesurés pour huit canaux simultanément. Les potentiels mesurés aux élec-

Tableau 2.4 Caractéristiques fréquentielles de huit systèmes de TIE-MF.

Système	Bande passante	Nombre de fréquences
Sheffield Mk3.5	2 kHz - 1,6 MHz	10
UCL Mk2.5	20 Hz - 1 MHz	10
Oxbact5	26 kHz - 56 kHz	1
KHU Mark 1	10 Hz - 500 kHz	10
ACT4	300 Hz - 1 MHz	8
TIE5-sys	10 kHz - 600 kHz	ND
Dartmouth	10 kHz - 10 MHz	1
TIE5-MF	10 kHz - 2 MHz	8

trodes qui appliquent le courant donnent une indication de l'impédance de contact. Chaque canal contient une SCCT de type circuit de Howland. Pour la mesure des potentiels, chaque paire d'électrodes adjacentes est reliée aux entrées d'un amplificateur différentiel. Des portes analogiques sont présentes à la sortie des SCCT seulement. Au niveau de l'unité centrale, la synthèse de la porteuse multifréquence et la démodulation sont gérées par un DSP. Pour appliquer le courant, trois porteuses multifréquences, de dix fréquences chacune, sont générées séquentiellement. La plage de fréquences est de 2 kHz à 1,6 MHz. Le groupe de Sheffield a été le premier à utiliser des câbles triaxiaux pour les électrodes. Le Mk3.5 a influencé la conception de plusieurs autres systèmes multifréquences. Entre autre, le système KHU Mark 1 est similaire au Mk3.5, mais comporte 32 canaux. Le système UCL Mk2.5 a aussi repris l'approche d'un seul canal de synthèse et de démodulation multiplexé pour supporter 64 électrodes.

Au niveau des systèmes parallèles, il ne semble pas y avoir de système classique qui aurait servi de modèle aux systèmes réalisées par d'autres groupes. Nous allons donc décrire en détail un système très différent de celui de Sheffield : le système de Dartmouth. Ce système a une architecture complètement parallèle, tant au niveau de l'unité frontale que de l'unité centrale, ce qui permet d'appliquer des patrons de courant optimaux. Il est utilisé pour la détection du cancer du sein et permet d'obtenir des images tridimensionnelles. Ce système n'applique pas plusieurs fréquences simultanément, il applique vingt fréquences séquentiellement entre 10 kHz et 10 MHz avec une vitesse d'acquisition très élevée afin de limiter les artéfacts de mouvement. Le système est composé de 64 canaux, ce qui représente un compromis acceptable entre la résolution des images et le temps nécessaire pour poser les électrodes. Le système applique des tensions et utilise des résistances de précision pour mesurer les courants appliqués. Une technique de calibration est nécessaire pour mesurer ces

résistances. Afin d'augmenter la plage de fréquences jusqu'à 10 MHz, le système a été conçu pour que l'électronique soit le plus près possible des électrodes pour minimiser les capacités parasites. Enfin, des techniques de calibration ont été développées pour compenser certaines erreurs dues aux capacités parasites aux hautes fréquences. La calibration a été préférée aux circuits de compensation et à la modélisation des imperfections des composants.

## 2.3 Considérations de conception et conclusion

Nous avons analysé et comparé les plus récents systèmes de TIE-MF. L'analyse de leurs caractéristiques et des sources d'erreur associées montrent que la technologie actuelle permet de construire un système de TIE-MF capable d'imager sur une grande plage de fréquences et avec une précision assez grande pour obtenir des images bifréquences *in vivo*. Nous sommes maintenant en mesure de préciser certaines spécifications pour la conception de notre MEA large bande (MEA-LB) au niveau de la plage de fréquences, du type de stimulation, de l'architecture de l'unité frontale, du nombre d'électrodes supportées et de l'asservissement de l'écran des câbles d'électrodes :

1. La revue de littérature nous a permis de constater qu'une plage de fréquences allant de 1 kHz à 1 MHz serait suffisante pour les applications envisagées pour notre MEA. Cette plage de fréquences n'étant pas trop grande, le contrôle des erreurs dans la bande passante peut donc se faire sans calibration. Elle laisse toutefois assez de liberté pour choisir les deux fréquences d'excitation qui optimiseront le contraste des tissus d'intérêt.
2. L'application de courants pour l'excitation, plutôt que l'application de tensions, est préférée, car les fréquences utilisées sont sous les mégahertz. Comme nous ne souhaitons pas calibrer le MEA avant chaque utilisation, des précautions particulières devront être prises dans la réalisation du circuit imprimé pour minimiser les capacités parasites.
3. Une architecture parallèle a été choisie pour le MEA, c'est-à-dire une source de courant et un préamplificateur par électrode. Le MEA devra par conséquent avoir des performances très uniformes entre chacune des électrodes actives.
4. Plusieurs systèmes permettent l'utilisation d'un nombre d'électrodes variable selon l'application souhaitée. La flexibilité quant au choix du nombre d'électrodes permettrait d'améliorer la résolution spatiale du système si nécessaire. Il s'agit donc d'un critère qui sera considéré lors de la conception du MEA.
5. Finalement, l'asservissement de l'écran des câbles d'électrodes semble essentiel pour maximiser la précision des mesures.

Ces spécifications vont nous permettre de mieux orienter la conception des circuits de première ligne du MEA-LB et la réalisation du circuit imprimé. Ces deux sujets font l'objet du prochain chapitre.

## CHAPITRE 3

### MÉTHODES

Ce chapitre décrit la conception et la réalisation du MEA, qui constitue le premier objectif de ce projet de maîtrise. Dans ce chapitre, nous présenterons des comparaisons entre deux MEA : le nouveau MEA large bande de ce projet sera identifié par *MEA-LB*, tandis que le MEA simple fréquence actuel sera identifié par *MEA-SF*. Ce chapitre est divisé en cinq sections. La première section décrit globalement tous les composants du système de TIE. La deuxième section décrit en détail le MEA-SF, soit l'interface avec le MSD et les circuits de première ligne. La troisième section décrit la conception du MEA-LB et les améliorations apportées par rapport au MEA-SF. Les circuits analogiques de première ligne, soient la chaîne de stimulation, la chaîne de mesure et le circuit d'asservissement de l'écran des câbles d'électrodes, sont analysés. La quatrième section porte sur le développement et la fabrication du circuit imprimé. Le chapitre se termine par une discussion et une conclusion.

#### 3.1 Description globale du système

Le système de TIE simple fréquence de l'IGB a été présenté au chapitre 1. Cette section décrit globalement la conception des deux modules de ce système, soit le MSD et le MEA. Cette description se justifie par un des objectifs de ce projet, soit la compatibilité du MEA-LB au système actuel afin de pouvoir continuer à effectuer de l'imagerie différentielle. L'interface de communication entre les deux modules sera expliquée et le contrôle numérique du MEA permettra de comprendre comment la séquence d'acquisition est réalisée.

##### 3.1.1 Module de synthèse et de démodulation

Cette section contient une brève description du MSD réalisé à notre laboratoire (Moumbe, 2011). La figure 3.1 présente un schéma bloc du MSD. Les signaux analogiques et numériques qui réalisent l'interface au MEA ainsi que la barrière d'isolation se trouvent à gauche de la figure. À droite, une interface USB permet au MSD de communiquer avec le PC. Le composant principal du MSD est un réseau de portes programmables (FPGA) qui effectue toutes les opérations de traitement numérique nécessaires au fonctionnement du système. Pour effectuer



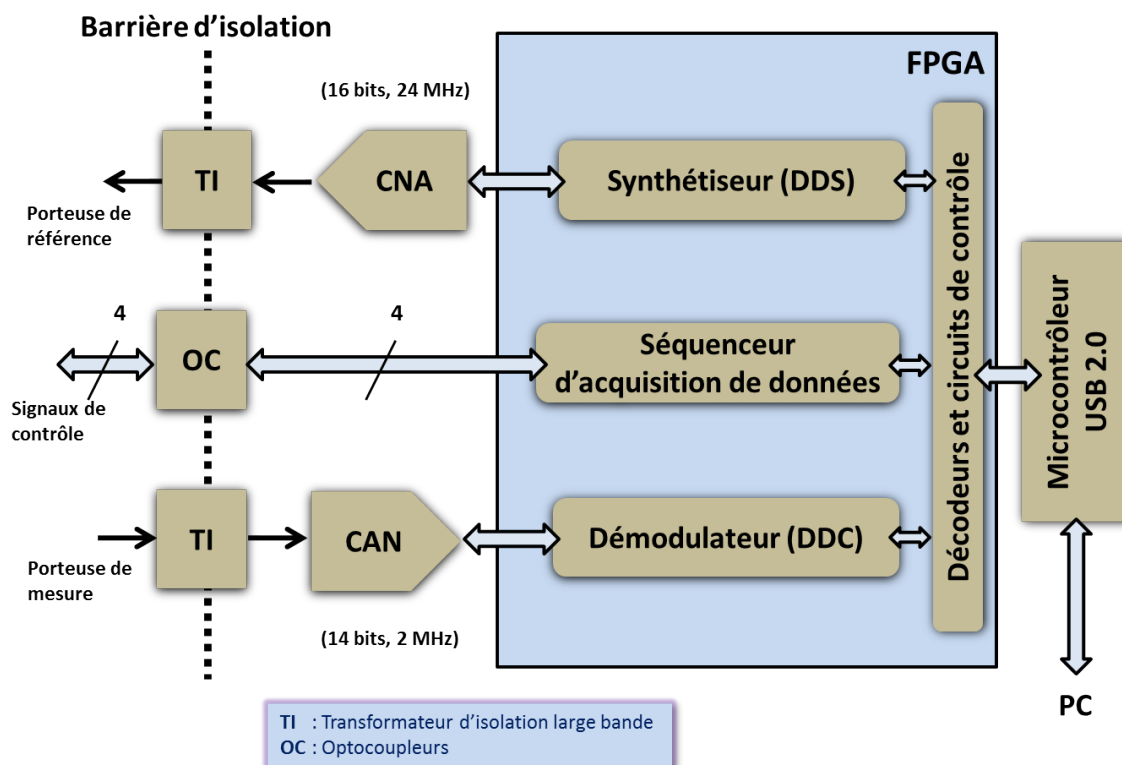


Figure 3.1 Schéma bloc du MSD.

la stimulation du patient, la première étape consiste à synthétiser numériquement la porteuse de référence à l'aide d'un circuit appelé *Direct Digital Synthesizer* (DDS). Le DDS permet de générer numériquement un signal sinusoïdal dont l'amplitude, la phase et la fréquence sont programmables et correspondent aux paramètres du courant appliqué. Un CNA permet de faire la conversion des données représentant les échantillons de la porteuse en signal analogique qui parvient ensuite au MEA à travers la barrière d'isolation. Pour les signaux analogiques (la porteuse de référence et la porteuse de mesure), cette barrière est constituée de deux transformateurs d'isolation large bande.

Pour effectuer les mesures de potentiel, la porteuse de mesure est d'abord numérisée par un CAN après avoir franchi la barrière d'isolation. Une démodulation en quadrature de phase est ensuite effectuée numériquement par un circuit appelé *Digital Down Converter* (DDC). La démodulation de la porteuse de mesure est nécessaire, car la mesure du potentiel doit être effectuée à la fréquence correspondant à la porteuse de référence.

Le FPGA s'occupe aussi de gérer quatre signaux de contrôle nécessaires au fonctionnement du MEA : RESET, SYNC, SCANCLK et DSC\_OUT. Finalement, le MSD contient deux blocs d'alimentation distincts, qui ne sont pas représentés à la figure 3.1. Ces blocs, qui alimentent

le MEA et le MSD, ont des caractéristiques (courants de fuite, tension de claquage, etc.) conformes aux normes de sécurité pour les équipements médicaux.

### 3.1.2 Module d'électrodes actives simple fréquence

La figure 3.2 représente le schéma bloc du MEA-SF. Ce module comporte seize canaux identiques, représentés par des blocs identifiés *Électrode Active* (EA). Les flèches bidirectionnelles à gauche de chaque bloc EA symbolisent les connecteurs d'électrodes. L'interface entre le MSD et chaque EA comporte quatre signaux numériques qui sont distribués dans le bus numérique, identifié au centre de la figure. Ces signaux permettent d'effectuer la séquence d'acquisition de données et leur transfert au MSD. Un bus analogique est aussi représenté et contient les signaux analogiques de chaque EA : la porteuse de référence R, ainsi que la paire de signaux différentiels de mesure A+ et A-. Un circuit de conditionnement est relié aux porteuses afin de filtrer les interférences parasites et amplifier le signal au besoin. La porteuse de mesure est obtenue par la différence des signaux A+ et A-. Une électrode supplémentaire (GND) est utilisée comme nœud de référence. Cette architecture modulaire favorise la symétrie entre les EA afin d'obtenir des performances uniformes.

La figure 3.3 représente le schéma bloc d'une EA. Une EA peut être divisée en trois entités : 1) les circuits de contrôle, 2) les circuits de stimulation et 3) les circuits de mesure. Les circuits de contrôle sont composés du microcontrôleur ( $\mu C$ ) et de deux multiplexeurs analogiques. Le  $\mu C$  communique avec le MSD par le bus numérique à l'aide de quatre signaux. Cette interface comprend trois entrées (RESET, SCANCLK et SYNC) et une sortie (DSC\_OUT). La ligne SCANCLK reçoit du MSD l'horloge de synchronisation des bits, la ligne SYNC reçoit les données en provenance du MSD et la ligne DSC\_OUT sert à transmettre les données au MSD. La ligne RESET est utilisée pour réinitialiser le programme du  $\mu C$ .

Le  $\mu C$  a comme rôle de déterminer la position relative de l'EA parmi les seize EA constituant le MEA et de contrôler les multiplexeurs pour placer l'électrode dans la bonne configuration lors de la séquence de mesures. Le programme des  $\mu C$  est divisé en deux phases : la phase d'initialisation et la phase d'acquisition. La phase d'initialisation permet à chaque EA de connaître sa position et le nombre d'EA présentes dans la chaîne. En utilisant les signaux DSC\_IN et DSC\_OUT qui relient chaque EA en cascade, chaque  $\mu C$  propage un 1 logique à chaque coup d'horloge jusqu'à ce que ce 1 logique atteigne le MSD. Cette façon de procéder permet de modifier le nombre d'électrodes du MEA sans avoir à modifier le programme des  $\mu C$ . Durant la phase d'acquisition, chaque EA connaît la séquence d'acquisition. Elle configure alors les multiplexeurs afin de remplir un des cinq rôles suivants : source de courant,



puits de courant, suiveur de tension, inverseur de tension ou déconnecté. La configuration des multiplexeurs est actualisée à chaque transition positive sur la ligne SCANCLK. Une impulsion sur la ligne SYNC indique à toutes les électrodes de quitter le mode d'acquisition et une impulsion sur la ligne RESET indique le retour à la phase d'initialisation. Pour plus de détails, le lecteur est invité à se référer à Moumbe (2011).

Le protocole de mesures utilisé par notre système est appelé *stimulation adjacente - mesure adjacente*. Il s'agit du protocole expliqué au chapitre 1 : deux électrodes servent à appliquer le courant et deux autres à mesurer la différence de potentiel pour chaque mesure. Les douze autres électrodes sont en mode *déconnecté*. Les circuits de stimulation sont composés d'une SCCT qui reçoit la porteuse de référence du circuit de conditionnement et applique un courant de même fréquence dont l'amplitude est proportionnelle à celle de la porteuse de référence. Lorsque le circuit est en mode *source de courant*, le déphasage entre la porteuse de référence et le courant appliqué est de  $0^\circ$ , tandis que le déphasage est de  $180^\circ$  en mode *puits de courant*. Finalement, la chaîne de mesure est composée d'un préamplificateur qui permet de mesurer le potentiel à l'électrode tout en présentant une impédance d'entrée élevée. Que l'électrode soit en configuration *suiveur* ou *inverseur de tension*, le préamplificateur ne produit aucun déphasage. La seule différence est qu'en mode *suiveur de tension*, la sortie du préamplificateur est connectée à A+ alors qu'en mode *inverseur de tension*, elle est connectée à A-. La sortie du préamplificateur est aussi reliée au circuit d'asservissement de l'écran du câble d'électrode. Le potentiel de l'écran est alors maintenu au même potentiel que le conducteur central du câble coaxial, limitant ainsi le courant de déplacement entre les deux conducteurs constituant le câble.

### 3.2 Description des circuits analogiques du MEA-SF

Cette section porte sur les circuits analogiques du MEA-SF et a pour but de mettre en évidence leurs caractéristiques qui sont optimisées pour une application simple fréquence. La figure 3.4 représente le schéma électrique de la section analogique d'une EA. Les chaînes de stimulation et de mesure sont identifiées sur la figure. La chaîne de stimulation est composée d'une source de Howland. La chaîne de mesure est composée d'un suiveur auto-élevateur et du circuit d'asservissement de l'écran du câble d'électrode. Il est à noter que le circuit d'asservissement n'a jamais été optimisé et que l'écran n'est pas un écran à proprement parler, mais bien le deuxième conducteur d'une paire torsadée. Au niveau des composants actifs, on peut remarquer que les deux chaînes sont composées uniquement d'amplificateurs opérationnels. Le circuit d'asservissement est composé d'un ampli op avec une résistance

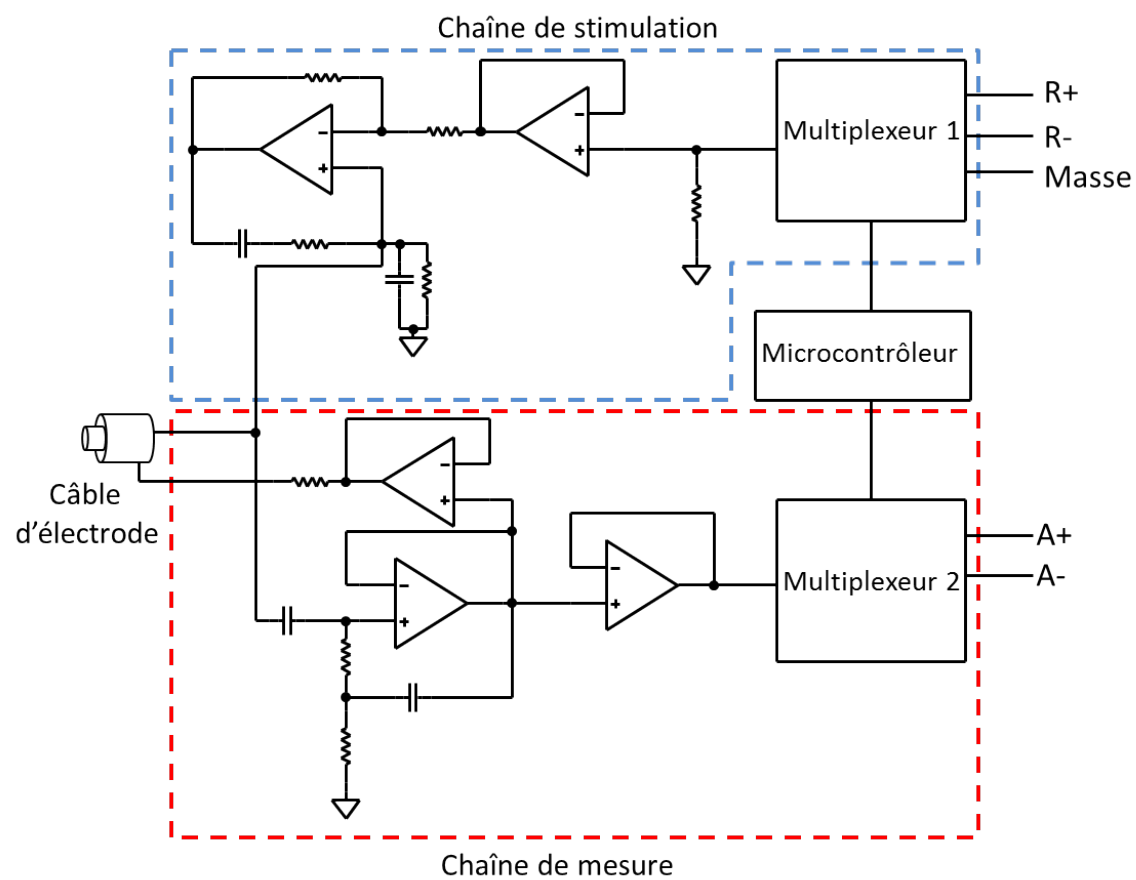


Figure 3.4 Schéma électrique d'une EA du MEA-SF.

série à la sortie. Cette résistance a pour but d'empêcher le circuit d'osciller en présence d'une grande charge capacitive entre les deux conducteurs qui forment le câble. Une analyse approfondie du fonctionnement de ce circuit est présentée à l'annexe A.

Pour chaque sous-circuit, c'est-à-dire la source de courant et le suiveur auto-élevateur, les caractéristiques idéales seront présentées et une analyse fonctionnelle sera décrite. Une brève discussion terminera cette section.

### 3.2.1 Source de courant de Howland

Les caractéristiques désirables pour une source de courant sont les suivantes :

1. Une transconductance uniforme en fonction de la fréquence : il s'agit d'une propriété qui définit le ratio de l'amplitude du courant appliqué à la sortie et de la tension présente à l'entrée.
2. Une impédance de sortie élevée (au moins 100 k $\Omega$ ) : tel que vu au chapitre 2, la réalisation d'une source de courant idéale est limitée en pratique par l'impédance de sortie, dont l'effet est de court-circuiter une partie du courant appliqué vers la masse.
3. Une compliance élevée : c'est une propriété qui définit la plus grande charge que peut supporter la source de courant. Elle dépend des tensions d'alimentation du circuit, de l'amplitude du courant appliqué et de l'impédance de sortie de la source de courant. Le produit du courant de sortie et de l'impédance de la charge ne doit pas, entre autres, dépasser les tensions d'alimentation de l'amplificateur qui constitue l'étage de sortie de la source de courant.

Ces trois caractéristiques doivent être optimisées sur toute la plage de fréquences du système de TIE. Dans le cas du MEA-SF, ces caractéristiques ont été optimisées pour une seule fréquence, soit 50 kHz.

La source de courant utilisée pour le MEA-SF est la source de Howland (figure 3.5). Il s'agit d'un circuit classique fréquemment utilisé pour les systèmes de TIE, car elle offre un excellent compromis entre de bonnes performances, une stabilité inconditionnelle et une simplicité relative (Bertemes-Filho *et al.*, 2000). Elle est constituée d'un amplificateur opérationnel avec deux boucles de rétroaction. La configuration de base contient seulement des résistances ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_4$ ). On peut démontrer que si le rapport  $R_4/R_3$  est égal à  $R_1/R_2$ , l'impédance de sortie sera théoriquement infinie. En pratique, le gain fini en boucle ouverte de l'ampli op dégrade l'impédance de sortie aux hautes fréquences. Par conséquent, la réalisation

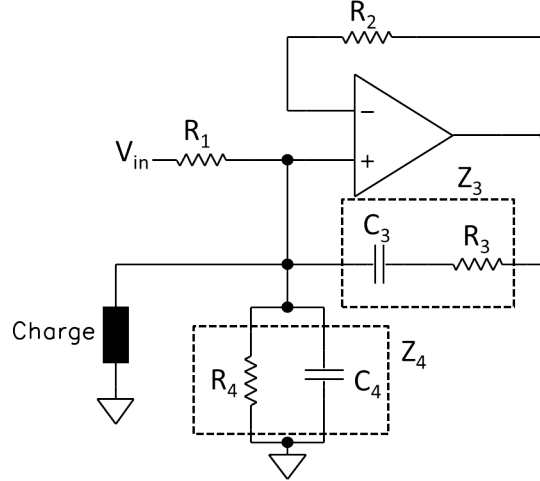


Figure 3.5 Topologie de la source de Howland.

de ce circuit en composants discrets nécessite des résistances de très grande précision et un ampli op avec un gain en boucle ouverte très élevé. Dans la littérature, plusieurs variantes de cette topologie existent. Par exemple, une amélioration peut être faite en utilisant deux résistances en série à la place de  $R_3$  dans la rétroaction et en connectant la charge entre les deux. Cette modification permet de varier la transconductance et l'impédance de sortie de façon indépendante. Une autre topologie inclut un condensateur en parallèle avec  $R_2$  pour empêcher les oscillations qui pourraient être engendrées par une grande charge capacitive. La topologie du MEA-SF, représentée à la figure 3.5, inclut un condensateur  $C_3$  en série avec la résistance  $R_3$  pour prévenir le passage dans la charge d'un courant continu dans le cas où l'ampli op saturerait. Le condensateur  $C_4$  a été ajouté pour maintenir l'égalité des ratios  $R_1/R_2$  et  $Z_4/Z_3$  à une fréquence donnée. La transconductance est constante avec une fréquence de coupure à -3 dB limitée par la bande passante de l'ampli op utilisé. Pour s'assurer que la valeur maximale de l'impédance de sortie se produit à 50 kHz, on a utilisé une méthode d'optimisation décrite par Hartinger *et al.* (2006).

### 3.2.2 Suiveur auto-élévateur

Les caractéristiques recherchées pour le circuit de mesure sont les suivantes :

1. Un gain de tension uniforme en fonction de la fréquence : cette propriété doit être constante dans la plage de fréquences désirée afin de ne pas introduire d'artéfacts dans les images. Le gain doit aussi être constant entre les EA, afin de ne pas introduire de tension mode commun dans les mesures, tel qu'expliqué à la section 2.1.

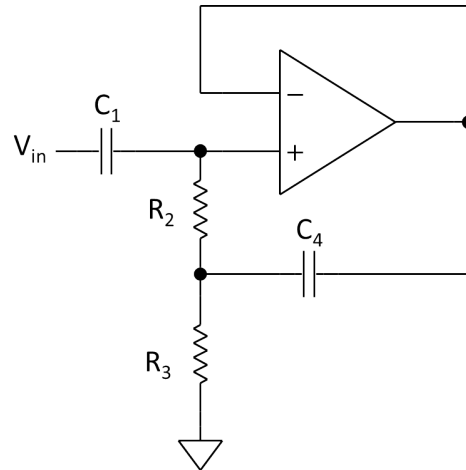


Figure 3.6 Suiveur auto-élevateur.

2. Une impédance d'entrée élevée (au moins 100 k $\Omega$ ) : pour les raisons énoncées précédemment, l'impédance d'entrée doit être élevée comparativement aux impédances de contact et de charge pour rendre le circuit insensible aux variations de ces impédances.
3. Un taux de rejet du mode commun (TRMC) élevé : cette propriété est la capacité d'un amplificateur différentiel à rejeter la tension mode commun présente à ses deux entrées. Elle est généralement exprimée en décibels.

Dans le cas du MEA-SF, ces trois caractéristiques ont été optimisées à 50 kHz.

Le circuit qui a été retenu pour le MEA-SF est le suiveur auto-élevateur représenté à la figure 3.6. La rétroaction positive introduite par  $C_4$  permet de maximiser l'impédance d'entrée à une fréquence précise. Si on ignore momentanément  $C_4$ , ce circuit correspond à un filtre RC passe-haut de premier ordre suivi d'un suiveur de tension. L'ajout de  $C_4$  permet, à une fréquence précise, de créer une différence de potentiel nulle aux bornes de  $R_2$ . Aux basses fréquences,  $C_1$  et  $C_4$  agissent comme des circuits ouverts. À plus haute fréquence  $C_1$  et  $C_4$  se comportent comme des courts-circuits créant une différence de potentiel quasi nulle aux bornes de  $R_2$ . Le courant circulant dans  $R_2$  tend alors vers zéro, donnant une impédance d'entrée quasi infinie à une fréquence précise. La réponse en fréquence du gain de tension est de type passe-bande avec une fréquence de coupure à -3 dB aux hautes fréquences qui dépend du produit gain bande passante de l'ampli op utilisé. L'impédance d'entrée de ce circuit à la même allure que l'impédance de sortie de la source de Howland, c'est-à-dire qu'elle est très élevée pour une faible plage de fréquences et très faible aux autres fréquences.



### 3.2.3 Discussion

Suite à l'analyse des circuits de Howland et auto-élévateur, la problématique principale se situe au niveau de l'impédance de sortie et de l'impédance d'entrée, qui doivent être les plus élevées possible aux fréquences désirées. Ces deux caractéristiques ont été simulées et les courbes sont présentées à la figure 3.7. Les simulations ont été faites avec le logiciel LTSPICE® de *Linear Technology*. Pour les deux circuits, la réponse en fréquence de l'impédance est maximale à 50 kHz et décroît très rapidement pour les autres fréquences. Par conséquent, la tolérance du système aux variations des impédances de contact n'est pas la même à toutes les fréquences. Étant donné que les deux circuits sont connectés en parallèle au même noeud, c'est-à-dire à l'électrode, il n'est pas possible en pratique de distinguer l'impédance de sortie de la source de courant de l'impédance d'entrée du préamplificateur. C'est pourquoi, l'impédance totale vue de l'électrode est appelée *impédance d'entrée/sortie* ( $Z_{io}$ ). D'après la figure 3.7, c'est la source de Howland qui limite principalement la valeur de  $Z_{io}$ . Ces courbes d'impédance démontrent que les performances de ces circuits sont adéquates pour effectuer la TIE simple fréquence, mais ne sont pas adéquates pour les applications envisagées dans ce mémoire, soit la TIE-BF et la TIE-MF, qui nécessitent des performances uniformes sur une large bande.

Dans la littérature, on fait mention de deux circuits qui permettent d'optimiser l'impédance  $Z_{io}$  sur une grande plage de fréquences : le convertisseur d'impédance négative et le convertisseur d'impédance général. Le convertisseur d'impédance négative permet de produire une capacité négative dans le but d'annuler l'effet des capacités parasites sur une large plage de fréquences. Cependant, certains problèmes de stabilité peuvent survenir à haute fréquence (Wang *et al.*, 2007). Le convertisseur d'impédance générale permet d'introduire une inductance afin de produire un circuit résonant LC. La simulation de l'impédance  $Z_{io}$  permet d'avoir en théorie jusqu'à  $2\text{ G}\Omega$  entre 100 Hz et 1 MHz, tout en étant stable (Ross *et al.*, 2003). Une limitation de ce type de circuit est que la résonance se produit à une seule fréquence, alors le système doit être calibré pour maximiser l'impédance  $Z_{io}$  à la fréquence désirée. Pour la conception du MEA-LB, nous avons donc plutôt opté pour une SCCT et un préamplificateur qui ont une impédance  $Z_{io}$  élevée sur une grande largeur de bande. Ces circuits sont décrits et analysés à la section suivante.

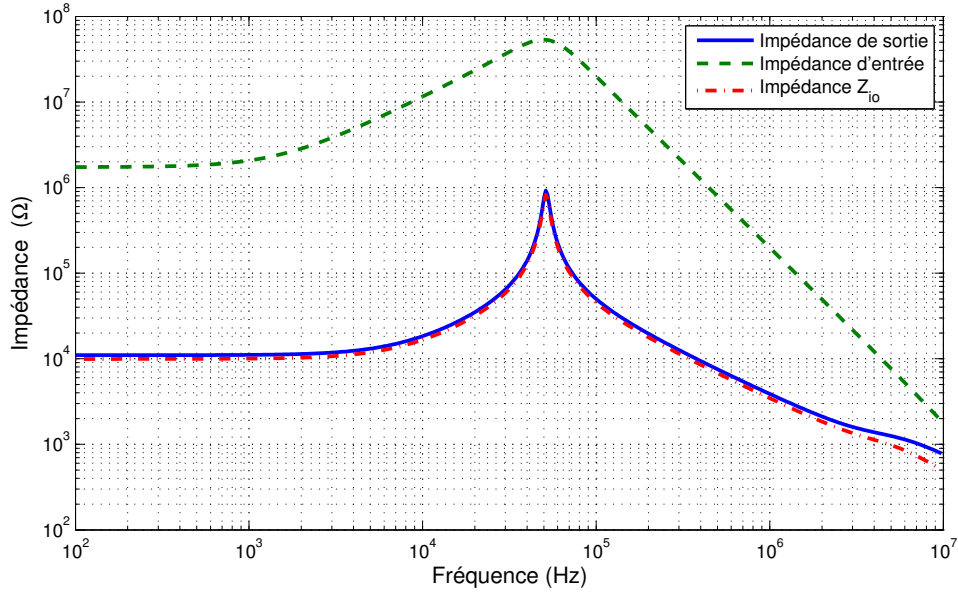


Figure 3.7 Comparaison de l'impédance de sortie de la source de Howland, de l'impédance d'entrée du circuit auto-élevateur et de l'impédance  $Z_{io}$  en fonction de la fréquence.

### 3.3 Conception du MEA-LB

Cette section traite des améliorations apportées au MEA-SF lors de la conception du MEA-LB. Nous avons gardé la même architecture pour la conception du MEA-LB. Cette décision se justifie par les raisons suivantes :

1. L'architecture modulaire permet une grande flexibilité au niveau des protocoles d'acquisition de mesure.
2. L'interface numérique entre le MSD et le MEA permet le transfert efficace des signaux et permet d'atteindre des cadences d'images élevées.
3. Le programme des microcontrôleurs permet de choisir le nombre d'électrodes utilisées à un instant donné en faisant intervenir la notion d'électrodes virtuelles.

Par conséquent, la topologie générale du MEA-LB peut être représentée par les mêmes schémas blocs qu'aux figures 3.2 et 3.3. Même si quelques améliorations ont été apportées à l'interface numérique, les modifications majeures ont principalement été faites au niveau analogique, soit aux circuits de première ligne.

Le schéma électrique détaillé d'une EA large bande est représentée à la figure 3.8. Chaque EA contient une chaîne de stimulation et une chaîne de mesure. Chaque chaîne a été modifiée

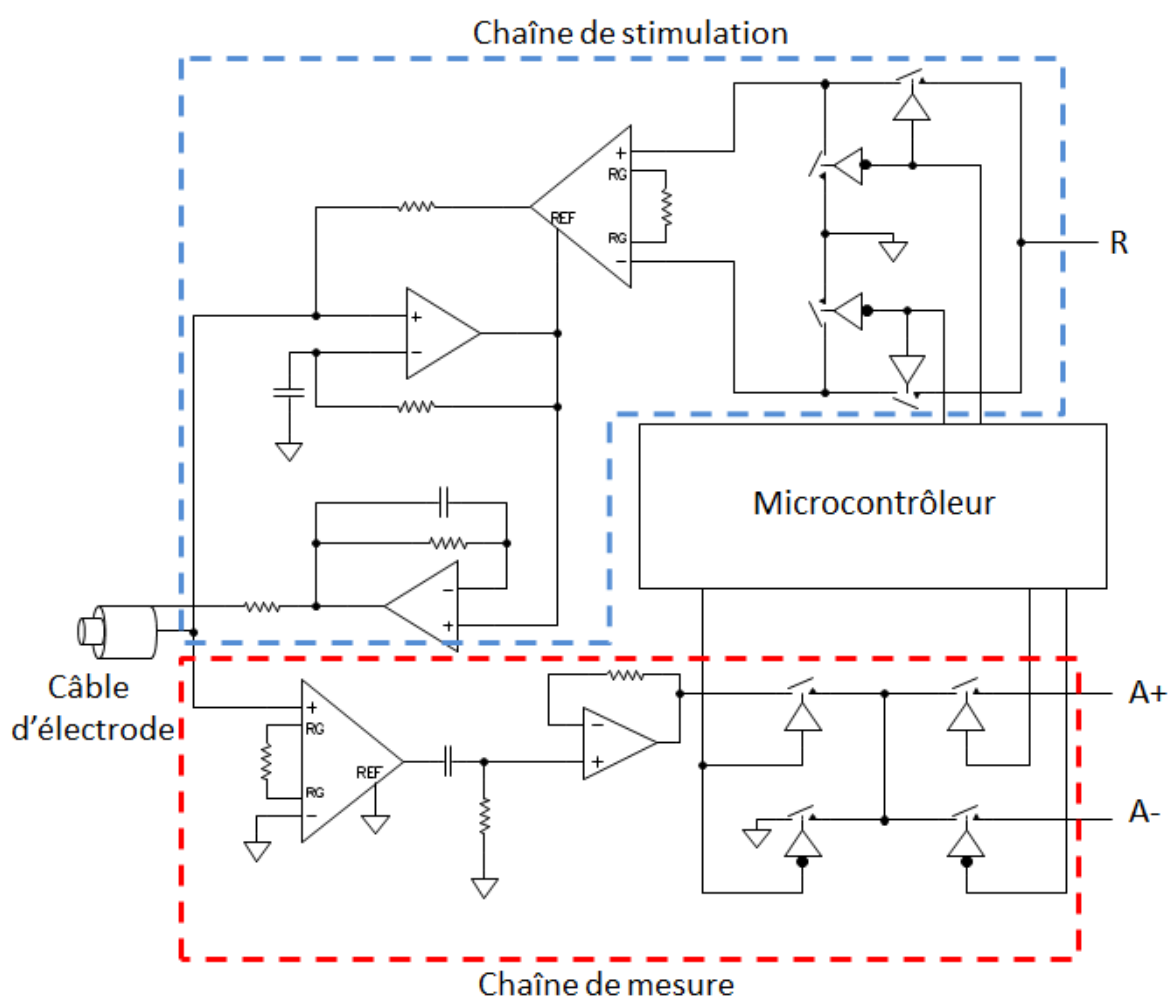


Figure 3.8 Schéma électrique d'une EA du MEA-LB.

par rapport au MEA-SF afin de satisfaire les objectifs du projet. La chaîne de stimulation contient la source de courant et le circuit d'asservissement de l'écran du câble. Le circuit d'asservissement a été connecté à la source de courant au lieu du préamplificateur, ce qui permet de maintenir une impédance  $Z_{io}$  élevée tout en permettant d'augmenter le gain du préamplificateur au besoin. Ce circuit d'asservissement permet de minimiser les effets des capacités parasites provenant principalement du câble d'électrode, mais aussi du PCB par une compensation dans la boucle et hors de la boucle. Une analyse détaillée est présentée à l'annexe A.

La chaîne de mesure est composée d'un préamplificateur suivi d'un filtre passe-haut. Ce dernier a été ajouté pour enlever la composante DC de la mesure de tension tout en permettant de réduire la bande passante du circuit au besoin. Nous allons subdiviser l'analyse du circuit complet de l'EA en quatre sous-circuits : la source de courant, le circuit d'asservissement, le préamplificateur et le filtre passe-haut. Pour chaque circuit, nous allons d'abord analyser les équations théoriques afin de déterminer l'influence des composants sur les performances. Des résultats de simulations réalisées avec le logiciel LTSPICE® de *Linear Technology* sont ensuite présentés pour valider le fonctionnement des circuit et déterminer les réponses en fréquence des principales caractéristiques.

### 3.3.1 Source de courant

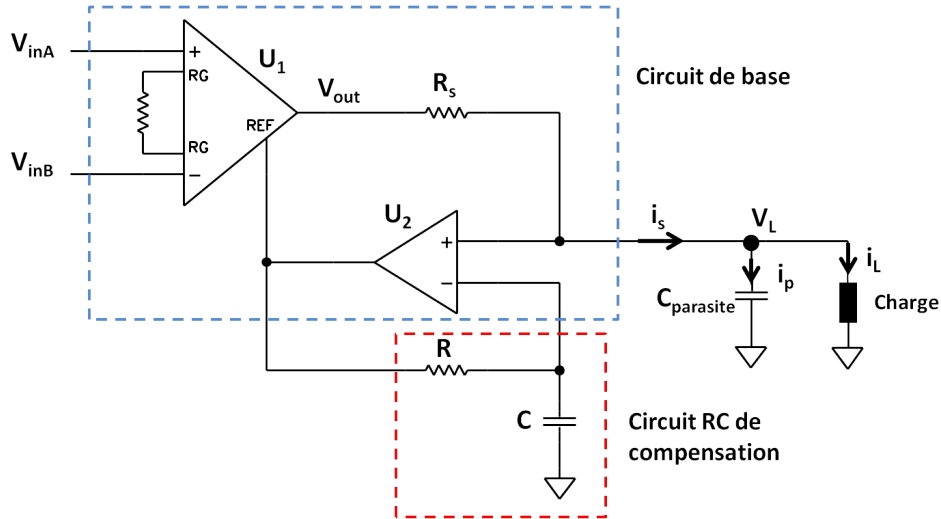


Figure 3.9 Schéma de la SCCT.

Le circuit de source de courant choisi pour la chaîne de stimulation est du type SCCT et comprend un AI, un ampli op et une résistance de précision. À la figure 3.9, ces trois com-

posants sont respectivement  $U_1$ ,  $U_2$  et  $R_s$ . La figure montre aussi un circuit de compensation (R et C) et une représentation simplifiée de l'impédance de charge. Celle-ci est constituée essentiellement de l'impédance de l'interface électrode-peau et des tissus biologiques, ainsi que de la capacité parasite du câble d'électrode et des traces du circuit imprimé qui réalisent les interconnexions.

Il est important d'établir un modèle aussi fidèle que possible du comportement en fréquence de ce circuit si on veut atteindre les objectifs d'optimisation des deux principales caractéristiques d'une source de courant : la transconductance et l'impédance de sortie. Pour établir ce modèle, nous allons procéder en deux étapes. Premièrement, nous allons considérer des amplificateurs idéaux pour l'AI et l'ampli op et aussi ignorer la charge et le circuit de compensation (c'est-à-dire  $R=0$  et  $C=0$ ). Cette première analyse nous permettra de démontrer que ce circuit se prête bien à la réalisation d'une source de courant idéale, c'est-à-dire une source dont le courant de sortie dépend uniquement de la tension de contrôle ( $V_{inA} - V_{inB}$ ). Dans la deuxième étape de modélisation, nous allons introduire les imperfections des amplificateurs ainsi que le circuit de compensation pour mettre en évidence la dépendance de la transconductance et de l'impédance de sortie à la fréquence d'opération et aux caractéristiques de la charge.

L'équation générale d'une source de courant de type SCCT est :

$$i_s = G_m(V_{inA} - V_{inB}) + X_{out}V_L \quad (3.1)$$

où  $i_s$  est le courant de sortie appliqué à la charge et  $V_L$ , la tension aux bornes de la charge (on suppose que celle-ci est reliée à la masse). De cette équation, on peut déduire les équations qui définissent la transconductance  $G_m$  et l'admittance de sortie  $X_{out}$  :

$$G_m = \left. \frac{i_s}{(V_{inA} - V_{inB})} \right|_{V_L=0} \quad \text{et} \quad X_{out} = \frac{1}{Z_{out}} = \left. \frac{i_s}{V_L} \right|_{(V_{inA}-V_{inB})=0}. \quad (3.2)$$

L'expression générale pour la tension de sortie d'un AI est :

$$V_{out} = A_d(V_{inA} - V_{inB}) + A_{ref}V_{ref} + A_{CM}V_{CM}. \quad (3.3)$$

où  $A_d$  est le gain en mode différentiel,  $A_{CM}$ , le gain en mode commun et  $A_{ref}$ , le gain pour l'entrée REF. Pour un AI idéal,  $A_{CM} = 0$  et  $A_{ref} = 1$ . L'équation 3.3 devient alors :

$$V_{\text{out}} = A_d(V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}) + V_{\text{ref}}. \quad (3.4)$$

Avec  $R = 0$  pour fermer la boucle de rétroaction et  $C = 0$ , l'ampli op  $U_2$  est un suiveur de tension, de sorte que :

$$V_{\text{ref}} = V_L. \quad (3.5)$$

En introduisant 3.5 dans 3.4, on obtient :

$$V_{\text{out}} = A_d(V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}) + V_L. \quad (3.6)$$

Toujours avec l'hypothèse d'amplificateurs idéaux, le courant entrant dans l'entrée + de  $U_2$  est nul et par conséquent,

$$V_{\text{out}} = V_L + R_s i_s. \quad (3.7)$$

En substituant ce résultat dans 3.6, on obtient :

$$V_L + R_s i_s = A_d(V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}) + V_L \quad (3.8a)$$

$$i_s = \frac{A_d}{R_s} (V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}). \quad (3.8b)$$

Telle que définie en 3.2, la transconductance est donc :

$$G_m = \frac{A_d}{R_s}. \quad (3.9)$$

Pour déterminer  $X_{\text{out}}$ , on met à la masse les deux entrées du circuit, on retire la charge et on la remplace par une source de tension égale à  $V_L$ . Puisque  $V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}$  est égal à zéro, la sortie de l'AI est  $V_{\text{out}} = V_{\text{ref}}$ . Le courant  $i_s$  devient alors nul puisque la tension aux deux bornes de  $R_s$  est égale à  $V_L$ . On a donc

$$X_{\text{out}} = \frac{0}{V_L} = 0 \quad (3.10)$$

et l'impédance de sortie  $Z_{\text{out}}$  est donc infinie.

Ayant démontré que le circuit réalise une source de courant idéale lorsque les amplificateurs sont considérés idéaux, nous procédons maintenant à la seconde étape de modélisation où les principales imperfections des composants sont prises en compte. Pour l'AI, l'expression utilisée pour la tension de sortie devient :

$$V_{\text{out}} = A_d(s)(V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}) + A_{\text{ref}}(s)V_{\text{ref}} \quad (3.11)$$

où

$$A_d(s) = A_d(0) \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad \text{avec} \quad \tau_d = \frac{1}{\omega_d} \quad (3.12)$$

et

$$A_{\text{ref}}(s) = A_{\text{ref}}(0) \frac{1}{1 + s\tau_{\text{ref}}} \quad \text{avec} \quad \tau_{\text{ref}} = \frac{1}{\omega_{\text{ref}}}. \quad (3.13)$$

Dans les équations 3.12 et 3.13,  $A_d(0)$  et  $A_{\text{ref}}(0)$  sont respectivement les gains de tension en DC du mode différentiel et de l'entrée de référence, tandis que  $\omega_d$  et  $\omega_{\text{ref}}$  sont les fréquences de coupure à -3 dB de ces gains. Le gain en mode commun  $V_{\text{CM}}$  a été omis de l'expression de  $V_{\text{out}}$  parce qu'il est généralement négligeable comparativement à  $A_d$  et  $A_{\text{ref}}$ . De plus, dans les applications où ce circuit de source de courant est utilisé, la tension mode commun aux entrées de l'AI est généralement négligeable.

Pour l'ampli op  $U_2$ , nous utiliserons pour le gain en boucle ouverte l'expression :

$$A(s) = A(0) \frac{1}{1 + s\tau_b} \quad \text{avec} \quad \tau_b = \frac{1}{\omega_b} \quad (3.14)$$

où  $A(0)$  est le gain en DC et  $\omega_b$  est la fréquence de coupure à -3 dB.

Précisons que, dans ce circuit de source de courant, il est essentiel d'utiliser un ampli op avec des courants de polarisation très faibles, ce qui permet d'écrire :

$$i_s = i_L + i_p. \quad (3.15)$$

En pratique, cette exigence est satisfaite par le choix d'un ampli op réalisé en technologie CMOS ou JFET, pour lequel les courants de polarisation sont de l'ordre du nanoampère. Enfin, on a les équations suivantes pour les entrées + et - de l'ampli op :

$$V_{\text{in}+} = V_L \quad \text{et} \quad V_{\text{in}-} = V_{\text{ref}} \frac{1}{1 + sRC}. \quad (3.16)$$

En utilisant  $V_{\text{in}+}$  et  $V_{\text{in}-}$  de 3.16 et le gain en boucle ouverte donné par 3.14, on obtient à la sortie de l'ampli op :

$$V_{\text{ref}} = V_L \left[ \frac{A(0)(1 + sRC)}{A(0) + (1 + sRC)(1 + s\tau_b)} \right]. \quad (3.17)$$

Pour simplifier l'écriture, l'expression entre crochets peut être remplacée par  $K(s)$  :

$$K(s) = \frac{A(0)(1 + sRC)}{A(0) + (1 + sRC)(1 + s\tau_b)} = \frac{A(0)(1 + s\tau)}{A(0) + (1 + s\tau)(1 + s\tau_b)} \quad (3.18)$$

où  $\tau = RC$ . En introduisant  $V_{\text{ref}}$  de 3.17 dans 3.11, on obtient :

$$V_{\text{out}} = A_d(s)(V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}) + A_{\text{ref}}(s)K(s)V_L. \quad (3.19)$$

Puis, en substituant 3.19 dans 3.7, on obtient l'expression pour  $i_s$  :

$$i_s = \frac{1}{R_s} [A_d(s)(V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}) + (A_{\text{ref}}(s)K(s) - 1) V_L] \quad (3.20)$$

Le courant appliqué à la charge est donc :

$$\begin{aligned} i_L &= i_s - i_p = i_s - V_L sC_p \\ &= \frac{A_d(s)}{R_s} (V_{\text{inA}} - V_{\text{inB}}) + \frac{1}{R_s} [A_{\text{ref}}(s)K(s) - 1 - sR_s C_p] V_L. \end{aligned} \quad (3.21)$$

La transconductance est alors :

$$G_m(s) = \frac{A_d(0)}{R_s} \frac{1}{1 + s\tau_d} \quad (3.22)$$

et l'admittance de sortie :

$$X_{\text{out}} = \frac{1}{R_s} [A_{\text{ref}}(s)K(s) - 1 - s\tau_{\text{pp}}] \quad (3.23)$$



où  $\tau_{pp} = R_s C_p$ .

On voit que la réponse en fréquence de la transconductance ( $G_m(s)$ ) dépend de la réponse en fréquence du gain en mode différentiel de l'AI. En DC ( $s = 0$ ), on retrouve l'équation 3.9 qui avait été obtenue en considérant les amplificateurs idéaux.

La réponse en fréquence de l'admittance de sortie ( $X_{out}(s)$ ) est plus complexe à analyser. On peut toutefois faire une simplification de 3.23 qui est pleinement justifiable en pratique. En effet, on peut considérer que  $A_{ref}(0)$  est égal à 1. Ceci est dû au fait que la majorité des AI sont constitués de deux étages : l'étage d'entrée comprenant deux amplificateurs non inverseurs symétriques pour les signaux  $V_{inA}$  et  $V_{inB}$  et un étage de sortie formé d'un amplificateur différentiel de gain unitaire. Cet étage effectue la différence des signaux de sortie du premier étage ( $A_d V_{inA} - A_d V_{inB}$ ) et ajoute le signal  $V_{ref}$  provenant de l'entrée REF. Le gain de tension  $\frac{V_{out}}{V_{ref}}$  est très près de 1 V/V sur une grande bande passante incluant le DC. La constante de temps associée à ce gain de tension  $\tau_{ref}$  est négligeable comparativement à celle des étages d'entrée ( $\tau_d$ ) et aussi de celle de l'ampli op ( $\tau_b$ ).

Avec ces simplifications et en remplaçant  $K(s)$  par sa définition (3.18),  $X_{out}(s)$  peut s'écrire :

$$X_{out} = \frac{1}{R_s} \left[ \frac{A(0)(1 + s\tau)}{A(0) + (1 + s\tau)(1 + s\tau_b)} - s\tau_{pp} - 1 \right] \quad (3.24)$$

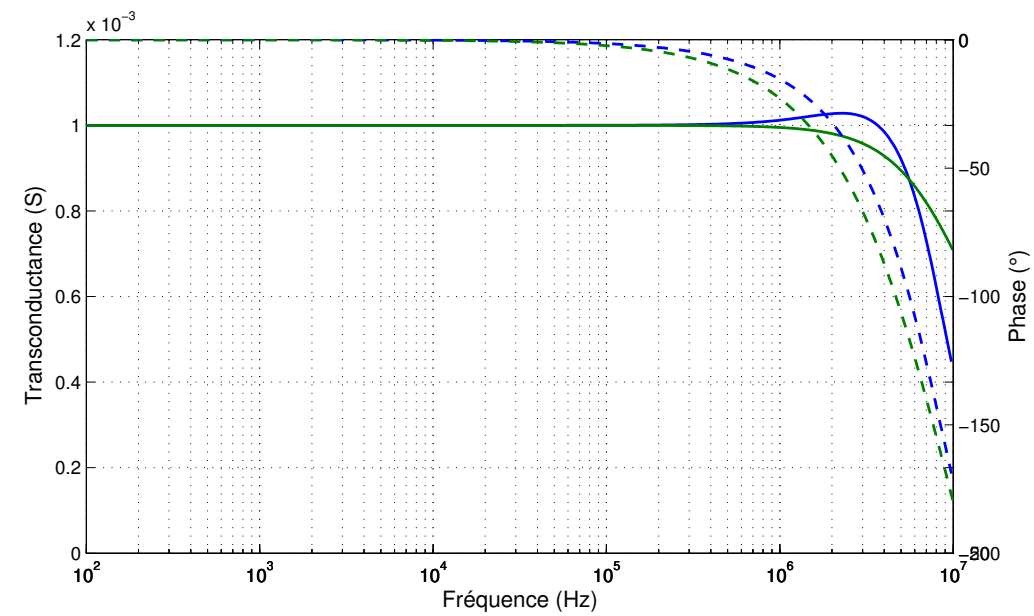
Une simplification supplémentaire est possible si on choisit les composants du circuit de compensation de façon à ce que  $\tau = RC$  soit égale à  $\tau_{pp} = R_s C_p$ . On pourrait, par exemple, prendre  $R = R_s$  et  $C = C_p$ . Il est à noter que  $C_p$  est la capacité parasite (estimée) du câble d'interconnexion de la source de courant à la charge, de même que celle des traces du circuit imprimé. Par ce choix, l'expression de  $X_{out}(s)$  devient :

$$X_{out} = \frac{1}{R_s} (1 + s\tau) \left[ \frac{A(0)}{A(0) + (1 + s\tau)(1 + s\tau_b)} - 1 \right] \quad (3.25)$$

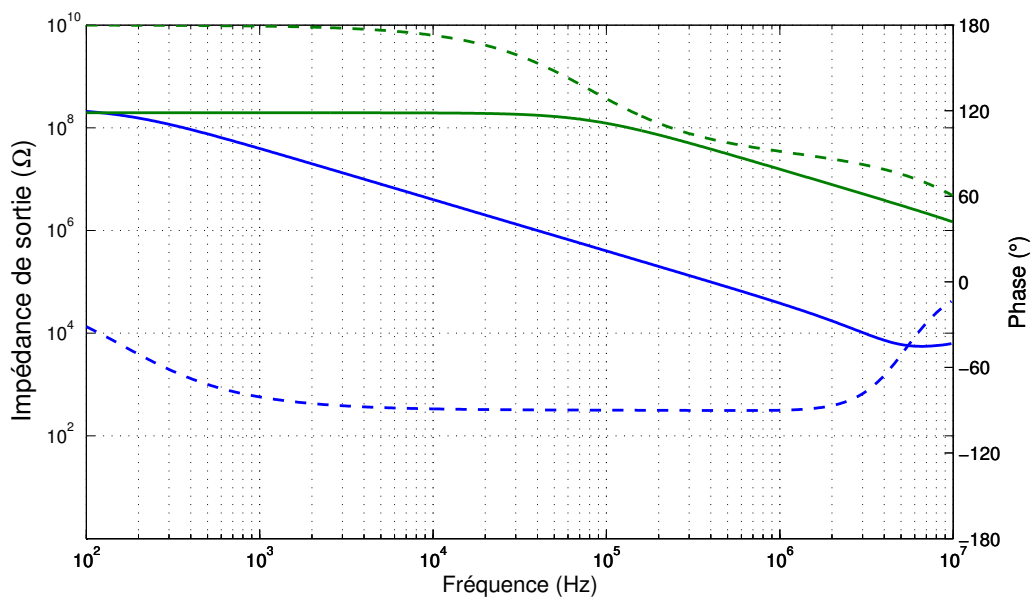
L'impédance de sortie en DC peut être obtenue de cette dernière équation. Ainsi,

$$Z_{out}(0) = \frac{1}{X_{out}(0)} = -(A(0) + 1)R_s \approx -A(0)R_s. \quad (3.26)$$

On a donc intérêt, si  $Z_{out}(0)$  est un paramètre important dans une application de la source de courant, à choisir un ampli op avec un gain en boucle ouverte aussi grand que possible. On peut aussi utiliser un  $R_s$  plus grand, mais cela affectera la transconductance.



(a)



(b)

Figure 3.10 Réponses en fréquence simulée (en bleu) et calculée (en vert) de la transconductance et de l'impédance de sortie de la source de courant.

Tableau 3.1 Valeurs des composants de la source de courant.

Composant	Valeur	Tolérance
$R_s$	1 k $\Omega$	0,1 %
$R$	1 k $\Omega$	0,1 %
$C$	27 pF	10 %
$U_1 (f_t)$	10 MHz	
$U_2 (f_t)$	8 MHz	

Des simulations sur LTSPICE® ont été réalisées afin de valider les relations précédentes. Les paramètres simulés sont la transconductance et l'impédance de sortie (figure 3.10). Les valeurs des composants utilisées sont données au tableau 3.1, où  $f_t$  est le produit gain bande passante. L'AI est un AD8250 d'*Analog Devices*. Il s'agit d'un composant dont les performances en DC et dynamiques sont excellentes : une largeur de bande de 10 MHz pour un gain unitaire, une vitesse de balayage élevée (20 V/ $\mu$ s minimum) et un TRMC élevé sur une grande plage de fréquences (80 dB min jusqu'à 50 kHz). Le gain est programmable par deux signaux numériques et peut prendre les valeurs de 1, 2, 5 et 10 V/V. Dans notre cas, le gain est fixé par des résistances de 0  $\Omega$  qui agissent comme cavalier, car le gain n'a pas besoin d'être modifié pendant l'acquisition. Précisons que le modèle SPICE de l'AD8250 n'était pas disponible, nous avons alors utilisé le modèle du LT1167 de *Linear Technology* pour les simulations.

Les résultats de simulation sont présentés à la figure 3.10 ainsi que les courbes calculées à partir des équations 3.22 et 3.25. La transconductance, simulée pour un gain de 1 V/V et une résistance  $R_s$  de 1 k $\Omega$ , est de 1 mS entre 100 Hz et 200 kHz (figure 3.10(a)). La fréquence de coupure à -3 dB est de 7,2 MHz. Comparativement à la courbe calculée, la transconductance devient supérieure à 1 mS entre 300 kHz et 3,6 MHz. La symétrie entre le puits et la source a aussi été simulée et donne les mêmes résultats : la transconductance est déphasée de 180° comme prévu.

À la figure 3.10(b), l'impédance de sortie simulée est environ de 200 M $\Omega$  à 100 Hz et diminue à 400 k $\Omega$  à 100 kHz. Elle n'est donc pas constante dans la plage de fréquences désirée, soit de 1 kHz à 1 MHz. De plus, la courbe simulée diminue plus rapidement en fonction de la fréquence par rapport à la courbe calculée, qui est constante jusqu'à environ 50 kHz. La valeur à 100 Hz est cependant la même dans les deux cas, soit environ 200 M $\Omega$ . La courbe simulée nous donne donc une idée beaucoup plus réaliste de l'impédance de sortie qu'il est possible d'obtenir avec la SCCT.

Deux autres paramètres sont importants pour une source de courant : l'admittance d'isolation et la compliance. L'admittance d'isolation est le ratio du courant appliquée par la source sur la tension de commande quand l'EA est dans le mode déconnecté. Ce paramètre dépend principalement des capacités parasites de couplage entrée-sortie des portes analogiques qui commandent la SCCT. Pour la compliance, on doit se référer aux tensions de saturation des amplificateurs d'instrumentation et des ampli ops qui se trouvent dans la SCCT. Pour un circuit alimenté à  $\pm 12$  V, la compliance est de l'ordre de  $\pm 10$  V, ce qui signifie que pour un courant de 2 mA crête, l'impédance de charge doit demeurer inférieure à 5 k $\Omega$ .

### 3.3.2 Préamplificateur

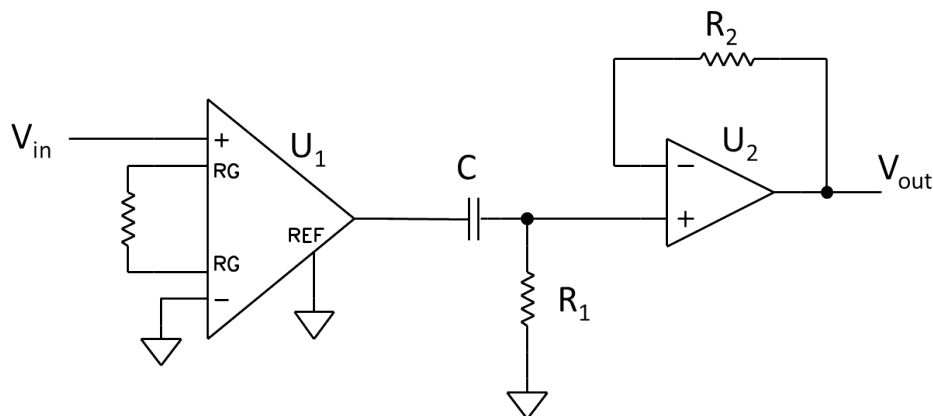


Figure 3.11 Schéma du préamplificateur.

Le circuit du préamplificateur utilisé dans la chaîne de mesure d'une EA est illustré à la figure 3.11. Le préamplificateur permet de mesurer la tension à l'électrode en présentant une grande impédance d'entrée dans la plage de fréquences d'opération du système. Idéalement, on recherche une impédance d'entrée infinie afin de minimiser l'effet des variations de l'impédance électrode-peau. Le gain du préamplificateur a été fixé à 10 V/V.

Le deuxième étage de la chaîne de mesure est un filtre passe-haut du premier ordre, qui permet, entre autres, de rejeter la tension de décalage présente à la sortie de l'AI et de diminuer l'interférence à 60 Hz. Le troisième étage est un suiveur de tension, qui permet d'adapter l'impédance entre le filtre passe-haut et les portes analogiques qui relient la sortie du filtre au bus A+ ou A- selon la configuration de l'électrode. Normalement, on choisirait  $R_2 = R_1$  pour minimiser la tension DC produite à la sortie par les courants de polarisation de l'ampli op. La résistance  $R_2$  est facultative si l'ampli op intègre déjà une compensation interne des courants de polarisation. L'analyse de stabilité pour l'ampli op doit être faite avec

$R_2$ , car la sortie de l'ampli op est reliée à une charge capacitive composée des capacités des portes analogiques. L'ajout de  $R_2$  diminue la marge de phase de l'ampli op, ce qui peut créer des oscillations.

Les deux caractéristiques du préamplificateur qui nous intéressent sont le gain et le TRMC. L'impédance d'entrée ne sera pas présentée, car il s'agit simplement de l'impédance d'entrée de l'AI. Comme l'entrée du préamplificateur et la sortie de la source de courant sont connectées en parallèle, il n'est pas possible en pratique de mesurer leur impédance séparément sans modifier le circuit imprimé. Tel que présenté à la figure 3.7, l'impédance d'entrée du préamplificateur est beaucoup plus élevée que l'impédance de sortie de la source de courant, alors on peut supposer ici que leur combinaison parallèle est bien approximée par l'impédance de sortie de la source de courant présentée à la section précédente.

L'expression simplifiée de la tension de sortie de l'AI a été donnée à la section précédente par l'équation 3.4. Dans notre préamplificateur, le terme  $V_{\text{ref}}$  est nul car l'entrée REF est connectée à la masse. Pour les hautes fréquences, la réponse en fréquence dépend des caractéristiques intrinsèques de l'AI. Pour les basses fréquences, il faut tenir compte du filtre passe-haut d'ordre 1, dont la fonction de transfert est donnée par :

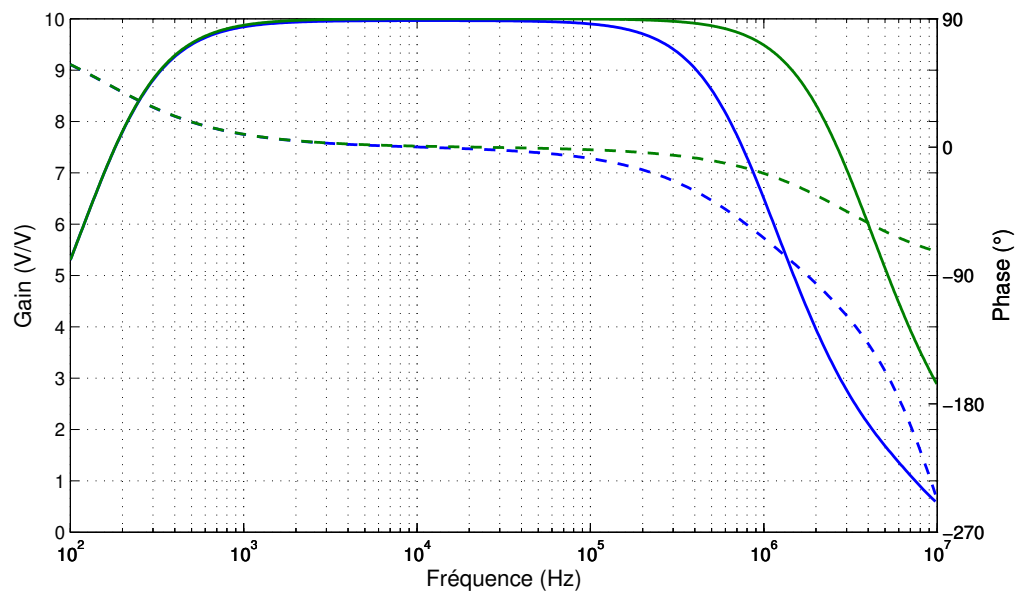
$$H_{\text{PH}}(s) = \frac{s\tau_{\text{PH}}}{1 + s\tau_{\text{PH}}} \quad \text{avec} \quad \tau_{\text{PH}} = \frac{1}{\omega_{\text{PH}}} = R_1 C. \quad (3.27)$$

Le TRMC est défini par le ratio du gain différentiel sur le gain mode commun, exprimé en dB :

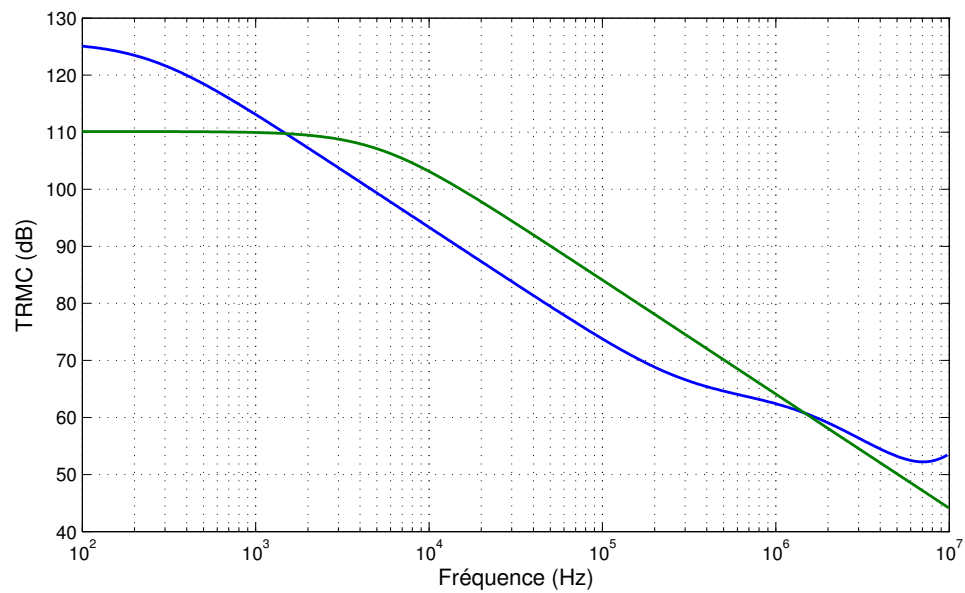
$$\text{TRMC}(s) = 20 \log \frac{A_d(s)}{A_{\text{CM}}(s)}. \quad (3.28)$$

Bien que très grand à basse fréquence, le TRMC diminue également avec la fréquence. Les courbes simulées du gain et du TRMC du préamplificateur sont présentées à la figure 3.12. Les courbes calculées à partir des équations 3.27 et 3.28 sont aussi montrées pour faciliter la comparaison. Les valeurs des composants utilisées sont données au tableau 3.2, où  $U_1(f_t)$  est le produit gain bande passante de l'AI et  $U_2(f_t)$ , celui de l'ampli op.

À la figure 3.12(a), on constate que le gain simulé à mi-bande est de 10 V/V et que le déphasage est pratiquement nul. Les résultats sont identiques pour les configurations suiveur et inverseur. La fréquence de coupure du filtre passe-haut est de 160 Hz. La fréquence de coupure en haute fréquence est de 850 kHz et est due à la limite du produit gain bande passante de l'ensemble du circuit. Étant donné que le LT1167 utilisé pour la simulation a un



(a)



(b)

Figure 3.12 Réponses en fréquence simulée (en bleu) et calculée (en vert) du gain de tension et du TRMC du préamplificateur.

produit gain bande passante plus faible que l'AD8250, cette valeur sous-estime légèrement la largeur de bande du circuit. La courbe calculée montre que la fréquence de coupure à haute fréquence devrait être supérieure à 1 MHz en théorie. À la figure 3.12(b), le TRMC représente la courbe simulée pour le LT1167. Le TRMC en DC est de 125 dB et chute à partir de 100 Hz avec une pente de 20 dB par décade. La diminution se produit à une fréquence plus faible par rapport à la courbe calculée pour l'AD8250. L'amplitude est aussi plus élevée pour une fréquence inférieure à 100 Hz. D'après les deux courbes, le choix de l'AD8250 se justifie pour avoir un TRMC le plus élevé possible jusqu'à 1 MHz. Comme nous le verrons à la section suivante, cette caractéristique est très sensible à la symétrie entre les EA.

Tableau 3.2 Valeurs des composants du préamplificateur.

Composant	Valeur	Tolérance
$R_1$	10 k $\Omega$	0,1 %
$R_2$	0 $\Omega$	0,1 %
C	100 nF	10 %
$U_1$ ( $f_t$ )	3 MHz	
$U_2$ ( $f_t$ )	8 MHz	

### 3.3.3 Autres améliorations apportées

Étant donné qu'un nouveau circuit imprimé pour le MEA-LB devait être réalisé afin d'intégrer les nouveaux circuits de première ligne large bande, nous avons profité de l'occasion pour apporter d'autres changements aux circuits du MEA-SF, même si cela ne faisait pas spécifiquement partie des objectifs de notre projet. Quatre modifications ont été apportées aux circuits de contrôle des EA du MEA-LB :

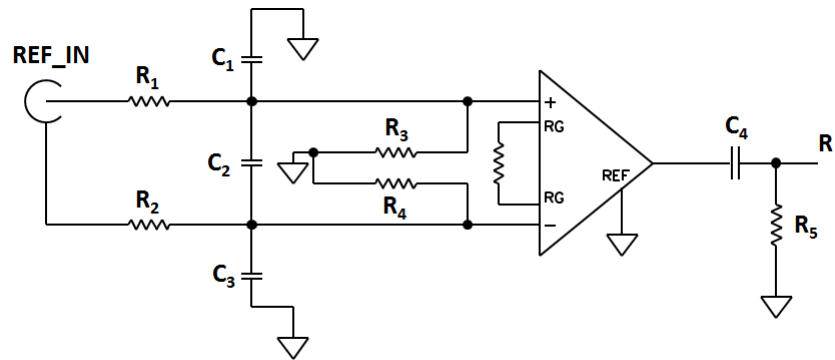
1. Le  $\mu C$  utilisé dans les EA du MEA-LB est un PIC16F87 (*Microchip*), le même que pour le MEA-SF. Toutefois, nous avons utilisé une version qui fonctionne à 8 MHz, soit le double de la fréquence d'horloge utilisée dans le MEA-SF. Ceci permet d'obtenir une vitesse d'acquisition de données plus élevée.
2. Une amélioration a été apportée pour faciliter la programmation des  $\mu C$ . Chaque EA peut maintenant être programmée séparément au moyen d'un connecteur qui s'adapte directement à un programmeur PICKIT2<sup>®</sup>. Ce connecteur comprend cinq broches : alimentation, masse, données, horloge et *reset*. Le signal de reinitialisation *reset* provient du MSD et est appliqué aux  $\mu C$  de toutes les électrodes. Par conséquent, cette broche

est utilisée pour deux fonctions. Lorsqu'on veut programmer une électrode, une tension de 13 V doit être appliquée à la broche *reset*. Afin d'éviter que tous les  $\mu\text{C}$  ne tombent dans ce mode, une résistance série de 1 k $\Omega$  est placée à l'entrée de la broche *reset* de chaque  $\mu\text{C}$ . Cela forme un diviseur de tension avec la résistance équivalente des autres broches, ce qui limite la tension à 5,78 V lorsque le *reset* est à 5 V ou 0,78 V lorsqu'à 0 V. Le maintien à 5,78 V des tensions aux broches *reset* des autres  $\mu\text{C}$  empêchent qu'ils tombent dans le mode de programmation.

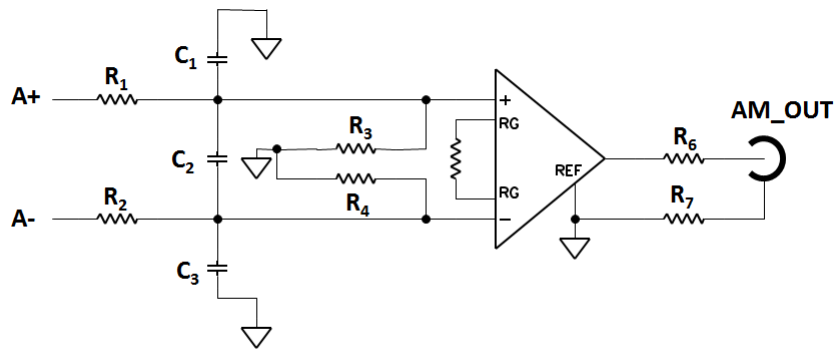
3. Seize capteurs de température TMP101 (*Texas Instrument*) ont été ajoutés pour mesurer la température de chaque EA à l'intérieur du boîtier. Ce capteur permet de mesurer la température absolue avec une précision de  $\pm 2$  °C dans la plage de -25 à 85 °C. La température est codée en binaire par un mot de 9 à 12 bits au choix. Le  $\mu\text{C}$  communique avec le capteur par une interface série bidirectionnelle, selon le protocole *1-Wire*. L'interface est donc constituée d'une seule ligne. Ces capteurs peuvent être utilisés pour étudier l'influence de la température sur les performances des composants du MEA-LB. Le seul inconvénient est que le  $\mu\text{C}$  doit transmettre la température au MSD par la ligne DSC\_OUT, ce qui signifie que l'acquisition des données de TIE doit être momentanément interrompue.
4. Un connecteur d'extension a été ajouté permettant d'interconnecter plusieurs MEA. Le connecteur permet de transmettre les signaux numériques, les signaux analogiques et les alimentations entre les MEA. Par conséquent, il est seulement nécessaire de relier un MEA au MSD. Celui-ci est désigné comme le MEA *maître*. Tous les autres MEA sont considérés comme *esclaves* et leur circuit imprimé nécessite quelques modifications mineures. Les composants du circuit de conditionnement des signaux numériques doivent être dessoudés pour éviter que deux états logiques différents ne soient en conflit. L'électrode de masse de la carte configurée en mode *esclave* doit aussi être dessoudée, car elle n'est pas nécessaire. Une résistance de 0  $\Omega$  doit enfin être soudée pour prolonger correctement la chaîne des DSC\_IN et des DSC\_OUT entre les MEA et le MSD. Le programme des  $\mu\text{C}$  peut gérer automatiquement l'augmentation du nombre d'électrodes lors de la phase d'énumération.

Des améliorations ont aussi été apportées aux circuits de conditionnement des porteuses de référence et de mesure, présentés aux figures 3.13(a) et 3.13(b) respectivement. Le circuit de conditionnement de la porteuse de référence a été amélioré en utilisant un AI à l'entrée du MEA-LB pour amplifier la porteuse au besoin. Étant donné que la porteuse de référence n'est pas un signal différentiel, l'entrée négative de l'AI est reliée à l'écran qui est lui-même relié à la masse au niveau du MSD. Le gain programmable de l'AI donne plus de flexibilité



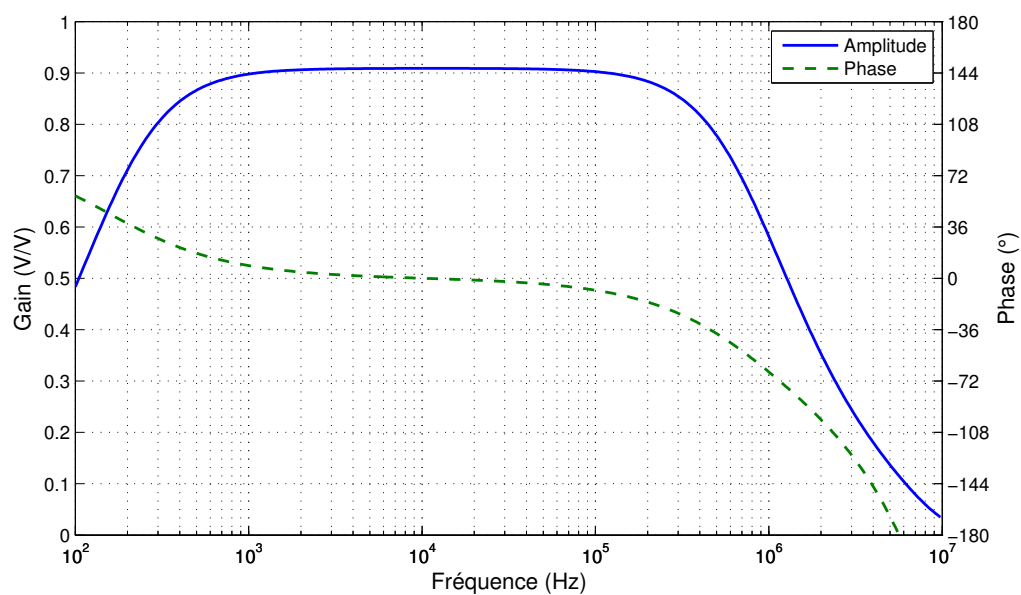


(a) Porteuse de référence

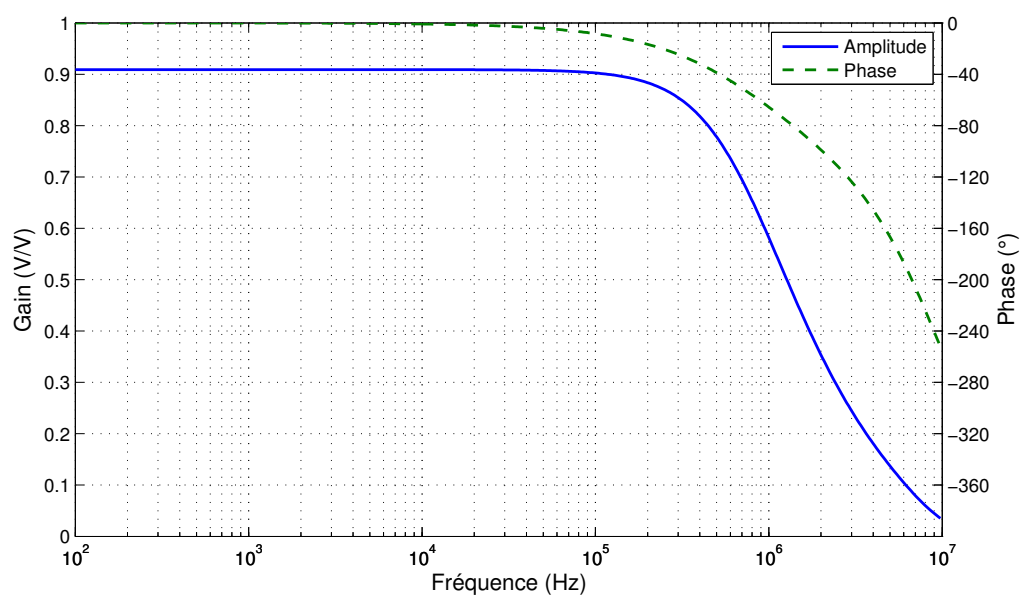


(b) Porteuse de mesure

Figure 3.13 Circuits de conditionnement des porteuses de référence et de mesure.



(a) Porteuse de référence



(b) Porteuse de mesure

Figure 3.14 Réponse en fréquence simulée du gain de tension des circuits de conditionnement des porteuses de référence et de mesure.

Tableau 3.3 Valeurs des composants des circuits de la figure 3.13.

Composant	Valeur	Tolérance
R1	1 k $\Omega$	0,1 %
R2	1 k $\Omega$	0,1 %
R3	10 k $\Omega$	0,1 %
R4	10 k $\Omega$	0,1 %
R5	10 k $\Omega$	0,1 %
R6	0 $\Omega$	0,1 %
R7	0 $\Omega$	0,1 %
C1	10 pF	10 %
C2	100 pF	10 %
C3	10 pF	10 %
C4	100 nF	10 %

dans l'ajustement du gain total de la chaîne de stimulation. Ce gain est fixé à 1 V/V pour le moment.

Des filtres passe-bas ont été ajoutés aux entrées des AI des deux circuits de conditionnement. Ces filtres agissent à la fois sur le signal différentiel et le signal mode commun des entrées des AI afin de limiter la largeur de bande au besoin et de réduire l'interférence radio-fréquence (RF). En considérant  $C_1 = C_3 = C$  et  $R_1 = R_2 = R$ , la fréquence de coupure en mode différentiel ( $f_{\text{DIFF}}$ ) et en mode commun ( $f_{\text{CM}}$ ) sont données par les relations suivantes :

$$f_{\text{DIFF}} = \frac{1}{2\pi R(2C_2 + C)} \text{ et } f_{\text{CM}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.29)$$

Une différence dans les produits  $R_1C_1$  et  $R_2C_3$  dégrade le TRMC de l'AI. L'effet du débalancement peut être réduit en utilisant une valeur de  $C_2$  supérieure à dix fois  $C_1$  et  $C_3$  (Analog Devices, 2007).

À la sortie de l'AI du circuit de conditionnement de la porteuse de référence, un filtre passe-haut passif permet d'éliminer la composante DC et d'atténuer l'interférence 60 Hz. La fréquence de coupure à -3 dB est de 160 Hz. Le circuit de conditionnement de la porteuse de mesure, obtenu par la différence entre les signaux A+ et A- provenant de deux électrodes, ne contient pas ce filtre passe-haut. Le gain de l'AI est également fixé à 1 V/V. Les courbes du gain pour les deux circuits de conditionnement sont présentées aux figures 3.14(a) et 3.14(b).

Les valeurs des composants sont données au tableau 3.3. Pour les deux circuits de conditionnement, les fréquences de coupure sont  $f_{\text{DIFF}} = 757 \text{ kHz}$  et  $f_{\text{CM}} = 15,9 \text{ MHz}$ . Le gain dans la bande passante est en réalité de  $0,9 \text{ V/V}$ , car les résistances  $R_1$  à  $R_4$  des filtres passe-bas aux entrées des AI forment des diviseurs de tension.

Tableau 3.4 Paramètres théoriques de la transconductance et du gain pour les chaînes de stimulation et de mesure.

Paramètres	Transconductance	Gain
Valeur à mi-bande	$0,91 \pm 0,01 \text{ mS}$	$8,82 \pm 0,03 \text{ V/V}$
$f_c$ passe-haut	$160 \pm 18 \text{ Hz}$	$160 \pm 18 \text{ Hz}$
$f_c$ passe-bas	$757 \pm 92 \text{ kHz}$	$757 \pm 92 \text{ kHz}$

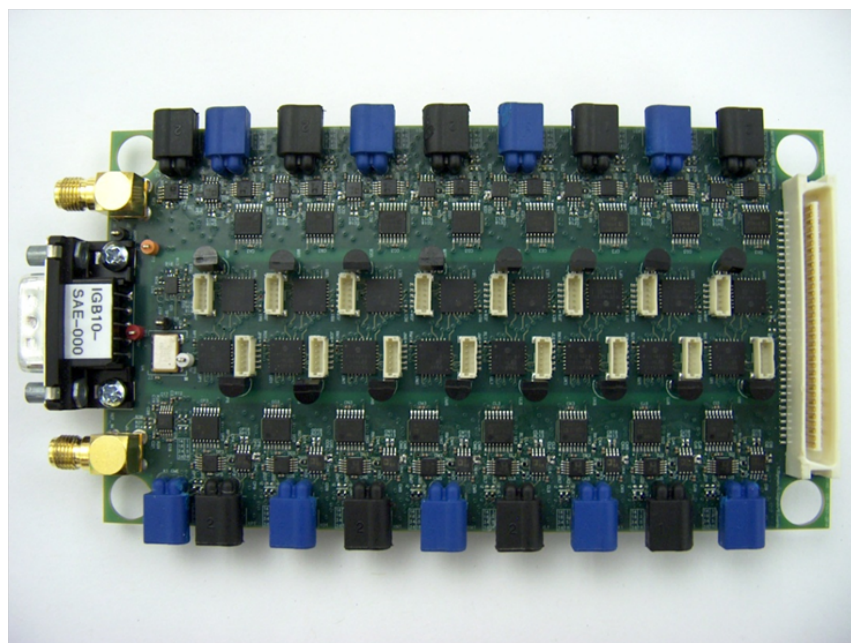
Suite à l'analyse des deux circuits de conditionnement, nous pouvons maintenant énoncer les caractéristiques théoriques attendues pour la transconductance de la chaîne de stimulation et le gain de la chaîne de mesure. Le tableau 3.4 montre la valeur à mi-bande ainsi que les deux fréquences de coupure ( $f_c$ ). Les tolérances des composants ont permis de calculer les incertitudes de chaque paramètre.

### 3.4 Fabrication du circuit imprimé

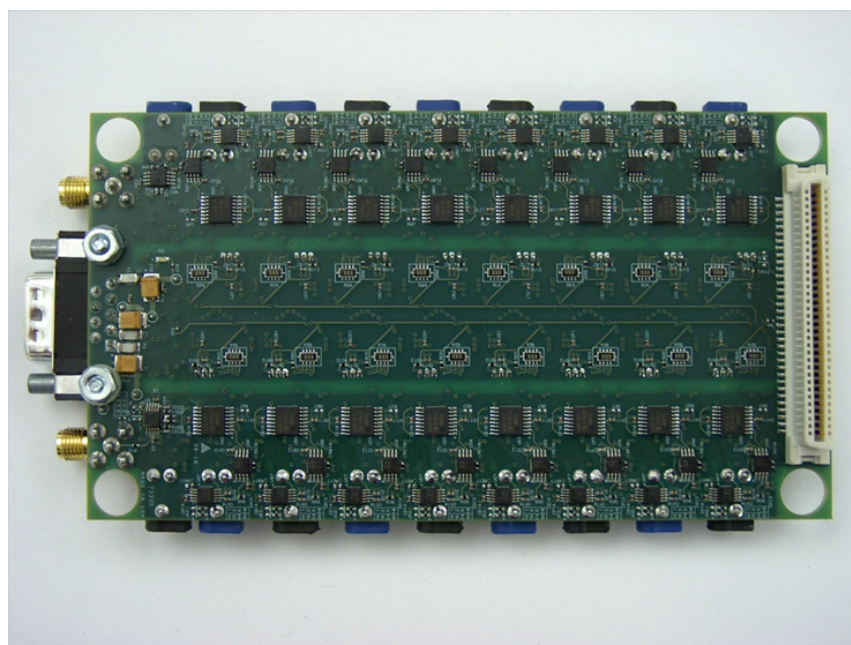
La figure 3.15 montre la carte assemblée du MEA-LB réalisé sur circuit imprimé. Les dimensions de la carte sont de  $8,3 \text{ cm} \times 14,3 \text{ cm}$ . Le circuit imprimé comporte huit couches : quatre couches pour les alimentations et quatre autres pour les signaux. Les circuits de stimulation sont situés sur un côté de la carte (figure 3.15(a)) et les circuits de mesure sur l'autre côté (figure 3.15(b)). Deux connecteurs de 68 broches disposées sur deux rangées permettent d'interconnecter jusqu'à quatre MEA. Tous les signaux de contrôle ainsi que les alimentations sont transmises par ces connecteurs, visibles à droite sur la figure 3.15. La communication avec le MSD se fait par le connecteur DB-9 et deux connecteurs SMA, visibles à gauche sur la figure 3.15.

#### 3.4.1 Minimisation du couplage mutuel

La conception du circuit imprimé est une étape importante, car un mauvais design peut dégrader certaines caractéristiques. Chaque mesure de TIE est prise en faisant la différence de potentiel entre deux électrodes. Si le gain de chaque EA n'est pas le même, une tension



(a) Vue du dessus montrant les circuits de stimulation.



(b) Vue du dessous montrant les circuits de mesure.

Figure 3.15 Circuit imprimé du MEA-LB.

mode commun peut être vue comme un signal différentiel à la sortie de l’amplificateur d’instrumentation et ainsi dégrader le TRMC. Pour minimiser les écarts de performance entre les EA, des composants de grande précision ont été utilisés. Lors du routage de la carte, une EA a été dessinée et ensuite copiée seize fois afin de s’assurer de la symétrie de la topologie du circuit et de l’uniformité de ses performances.

Des mesures ont aussi été prises pour minimiser les capacités parasites. Tel qu’expliqué à la section 2.1.3, les longueurs des traces entre le connecteur d’électrodes et les circuits ont été minimisées. Au niveau des connecteurs d’électrodes, une découpe a été faite dans les plans d’alimentation entre les connecteurs d’électrodes jusqu’aux amplificateurs d’instrumentation afin de minimiser les capacités parasites à la masse. Pour la superposition des couches, l’ordre suivant a été suivi : Signaux – Masse – Bus - Alimentation - Masse - Bus - Alimentation – Signaux. L’utilisation de plusieurs couches de masse et d’alimentation permet de diminuer l’impédance des connexions à la masse et aux alimentations et de réduire les interférences produites par le circuit en servant d’écrans. Chacune des quatre couches de signaux est ainsi adjacente à un plan de masse ou à un plan d’alimentation. Les couches centrales ont été attribuées à une alimentation et une masse, ce qui améliore le découplage des alimentations. Pour maximiser le RSB, les signaux numériques ainsi que les bus analogiques (A+, A-, R) ont été placés sur les deux couches internes. Les signaux différentiels sont ainsi plus près l’un de l’autre afin qu’ils soient soumis aux mêmes sources de bruit. En plaçant les circuits de stimulation sur la couche du dessus et les circuits de mesure sur la couche du dessous, la possibilité d’interférence entre les deux fonctions est minimisée. Le risque provient du fait que l’amplitude des signaux de mesure est beaucoup plus faible que ceux de stimulation et qu’ils sont à la même fréquence.

### 3.4.2 Dissipation de chaleur

Puisque les circuits du MEA ont des connexions directes aux électrodes et que le module est conçu pour être placé sur le thorax du patient, des critères rigoureux ont été appliqués

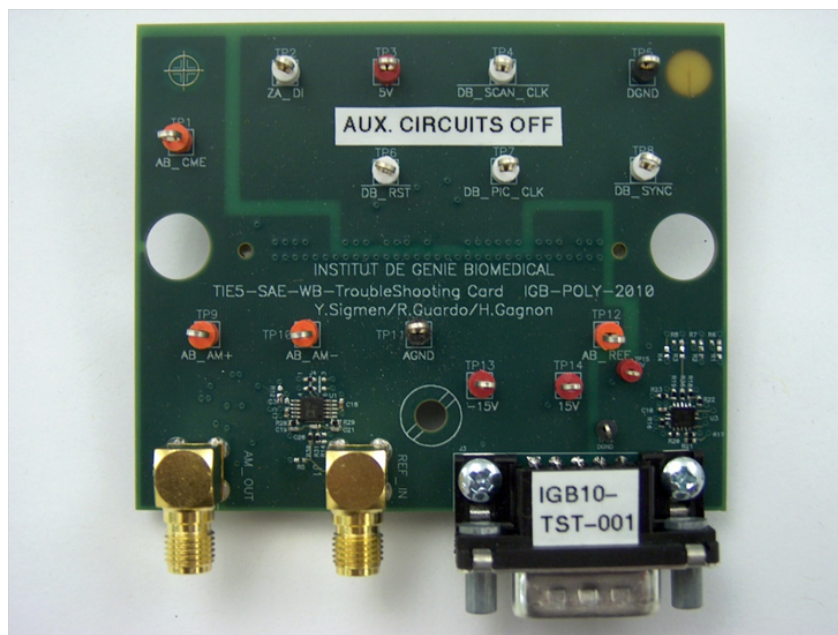
Tableau 3.5 Courants de fonctionnement mesurés sur les deux MEA.

Alimentation	MEA-SF (mA)	MEA-LB (mA)
+5 V	55	43
-12 V	297	248
+12 V	296	247

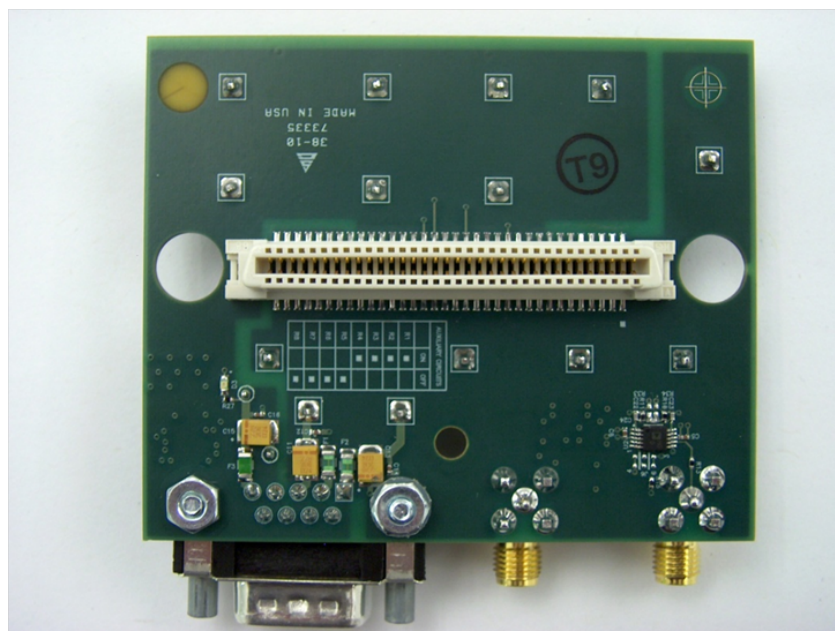
pour s'assurer que l'utilisation du système soit tout à fait sécuritaire. Les dimensions réduites du MEA facilitent son positionnement sur le patient. La dissipation de chaleur a aussi été considérée, car une température trop élevée peut rendre son positionnement sur le patient inconfortable. Pour favoriser une dissipation de chaleur adéquate, la topologie du circuit est importante. Les composants utilisés sur le circuit dissipent peu de puissance individuellement, mais le circuit imprimé est très dense, ce qui peut engendrer des températures élevées. Ce dernier est fabriqué avec le matériel FR4 pour le substrat et des feuilles de cuivre. Comme la conductivité thermique du FR4 est très faible, ce sont les couches de cuivre qui assurent principalement le transfert de chaleur. Une épaisseur minimale de 0,5 millième de pouce a été utilisée pour toutes les couches. Comme la dissipation de chaleur se fait principalement par convection avec l'air, le boîtier joue également un rôle important. L'utilisation d'un ventilateur n'a pas été jugée nécessaire pour faire circuler l'air dans le boîtier. L'orientation du PCB peut aussi avoir une influence, car un PCB placé verticalement sur un patient peut créer un effet de cheminée et former des zones de chaleur. L'ajout des capteurs de température permettra d'évaluer l'influence de la température sur les performances du système. La consommation du MEA-LB a été mesurée et comparée à celles du MEA-SF. D'après le tableau 3.5, le courant de fonctionnement a été réduit d'environ 16 % pour les alimentations +12 V et -12 V et de 22 % pour l'alimentation de 5 V. La puissance totale dissipée par le MEA-LB est de 6,2 W comparativement à 7,4 W pour le MEA-SF.

### 3.4.3 Carte de test

Un deuxième circuit imprimé a été réalisé durant ce projet (figure 3.16). Il s'agit d'une carte de test qui nous a permis de réaliser les mesures de caractérisation du système qui seront décrites au chapitre 4. Comme pour le MEA-LB, le circuit imprimé comprend huit couches. La carte de test se connecte au MEA par le connecteur d'extension. Étant donné la difficulté d'accès à certains signaux directement sur le MEA, à cause de la petite taille de la carte et de la proximité des composants, plusieurs points de contact (en anglais, *test points*) ont été inclus afin de faciliter la connexion des sondes d'oscilloscope. Les circuits de conditionnement pour les porteuses de référence et de mesure, ainsi que les circuits d'alimentation ont aussi été inclus sur la carte afin de pouvoir s'interfacer au MEA par la carte de test. S'ils ne sont pas utilisés, ces circuits peuvent être désactivés en enlevant certains composants. Il faut cependant que le MEA contienne un oscillateur pour les  $\mu C$ , car il n'est pas inclus sur la carte de test.



(a) Vue du dessus.



(b) Vue du dessous.

Figure 3.16 Circuit imprimé de la carte de test.



### 3.4.4 Prototypage du boîtier

Afin de protéger le PCB et permettre la connexion de plusieurs MEA, un boîtier a été construit sur mesure en utilisant la technologie de dépôt de résine fondue (en anglais, *Fused Deposition Modeling*). Cette technologie consiste à déposer une succession de couches minces de plastique fondu (ABS) pour progressivement construire la pièce à fabriquer. Une fois la première couche déposée, on descend la surface de travail d'une faible hauteur et on recommence la séquence de déposition de l'ABS. Dans la plupart des cas, un matériel de support est aussi déposé par la machine pour servir de base aux couches ultérieures de plastique. Ce matériel de support est ensuite dissout dans un bain contenant une solution basique qui laisse la pièce en ABS intacte. Le plastique utilisé est de l'ABS plus (75 % des propriétés de l'ABS standard). Au niveau de la résolution, la largeur de plastique fondu est d'environ 0,56 mm (22 millièmes de pouce), il est donc impossible de réaliser des détails plus petits que cette dimension. Le modèle 3D du boîtier est représenté à la figure 3.17 et montre les trois pièces fabriquées pour accommoder une ou plusieurs cartes MEA-LB. Sur la pièce du bas, quatre supports permettent de fixer le PCB au boîtier. Le couvercle du boîtier permet de refermer les fentes entre les connecteurs d'électrodes pour immobiliser le PCB dans l'axe vertical. La pièce du centre est une rallonge qui permet d'insérer au besoin un MEA supplémentaire. La limite d'extension verticale est déterminée par la longueur des vis, qui doivent maintenir toutes les pièces ensemble.

## 3.5 Discussion et conclusion

Nous avons décrit dans ce chapitre le développement du MEA-LB. Ce module se distingue des autres MEA par ses performances optimisées sur une plage de 1 kHz à 1 MHz permettant un élargissement du champ d'application de la TIE. Parmi les innovations, notons tout d'abord son architecture qui permet de juxtaposer des MEA pour faire passer le nombre d'électrodes de 16 à 32, 48 ou 64. La superficie du circuit imprimé est 40 % plus petite que le MEA précédent pour diminuer l'encombrement du système pour le patient. Par rapport au MEA-SF, l'horloge des microcontrôleurs est deux fois plus rapide afin d'augmenter la vitesse d'acquisition. Des câbles d'électrodes avec un écran ont été utilisés. Ces câbles diminuent la sensibilité du système aux sources d'interférence. Enfin, des connecteurs ont été ajoutés pour qu'on puisse utiliser un programmeur standard pour les  $\mu$ C. Ce programmeur est alimenté directement par un lien USB, contrairement à l'ancien programmeur qui était plutôt de construction artisanale.

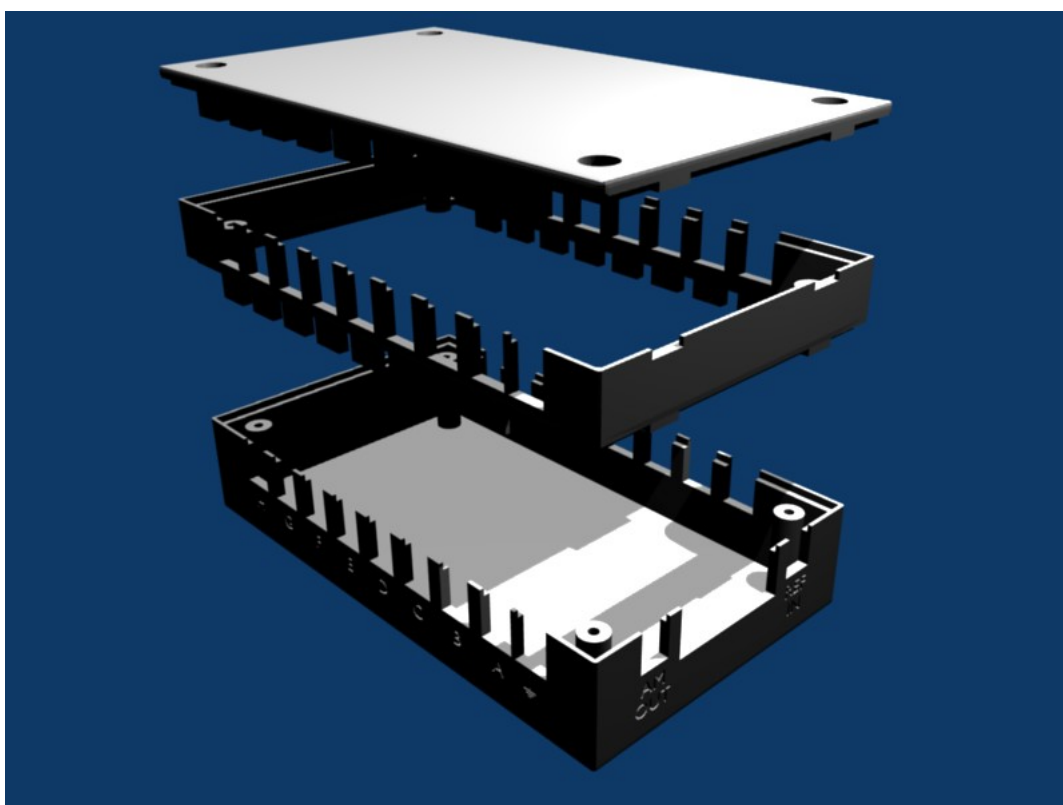


Figure 3.17 Pièces du boîtier du MEA-LB conçus pour loger une ou plusieurs cartes MEA-LB.

Finalement, les circuits de première ligne ont été conçus pour offrir des performances uniformes en fonction de la fréquence. La source de courant et le préamplificateur ont une impédance  $Z_{io}$  élevée afin de minimiser les erreurs associées au débalancement des impédances de contact. Les caractéristiques de ces circuits ont été étudiées par simulation. Cependant, les erreurs associées aux capacités parasites du PCB et des câbles d'électrodes sont difficiles à évaluer par simulation. Dans le chapitre 4, les performances expérimentales du MEA-LB sont mesurées afin d'évaluer l'influence de ces différentes sources d'erreur en pratique.

## CHAPITRE 4

### RÉSULTATS

Ce chapitre présente l'ensemble des tests effectués pour caractériser le MEA-LB afin de réaliser le deuxième objectif de ce projet. Ce chapitre est divisé en quatre sections. À la première section, nous présentons les réponses en fréquence expérimentales des caractéristiques de différentes EA. Le but est de comparer les résultats obtenus en pratique avec les résultats des simulations et de quantifier l'uniformité des caractéristiques des EA. À la deuxième section, nous présentons deux tests de performance qui permettent d'évaluer globalement les performances du MEA : le RSB et la précision des mesures. La troisième section décrit les tests d'imagerie permettant de valider les nouvelles fonctionnalités du MEA. La dernière section de ce chapitre présente une discussion des résultats obtenus.

#### 4.1 Caractérisation des électrodes actives

Les analyses théoriques de la source de courant et du préamplificateur ont permis de démontrer l'influence des composants discrets, des paramètres intrinsèques des composants actifs et de la fréquence sur leurs performances. Les mêmes indicateurs de performance vont être mesurés expérimentalement afin de valider l'analyse théorique et déterminer les effets des composants parasites, qui ont été négligés lors de l'analyse théorique. Par la suite, une analyse de l'uniformité des performances des EA sera réalisée.

L'acquisition de données permettant d'obtenir les courbes caractéristiques expérimentales a été réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau/spectre/impédance de type Agilent 4395A. Les signaux de tension sont acheminés aux entrées de l'analyseur au moyen de sondes actives de type Agilent 41800A, dont l'impédance d'entrée est équivalente à une résistance de 100 k $\Omega$  en parallèle avec un condensateur de 3 pF. L'analyseur de réseau enregistre l'amplitude et la phase du gain de tension d'un circuit placé entre le canal de référence et le canal de mesure de l'analyseur, sur une plage fréquentielle allant de 10 Hz à 500 MHz. Plusieurs paramètres de l'analyseur doivent être ajustés afin d'effectuer les mesures : la puissance du signal de référence RF\_OUT, la plage fréquentielle couverte, la largeur de bande de chaque mesure et le nombre de mesures effectuées dans la plage choisie. Pour tous les tests, ces paramètres ont été fixés aux mêmes valeurs : la puissance de RF\_OUT à -20 dBm, la plage fréquentielle de

100 Hz à 5 MHz, la largeur de bande à 10 Hz et le nombre de mesures à 801.

D'après la fiche technique de l'analyseur de réseau, la précision théorique de cet appareil serait de  $\pm 0,05$  dB. En pratique, elle dépend grandement du soin avec lequel le montage expérimental est assemblé. Afin d'obtenir une résolution maximale, on doit utiliser des câbles d'interconnexion coaxiaux les plus courts possibles. La qualité de l'interconnexion de la masse de l'analyseur à celle du MEA est particulièrement critique afin d'obtenir des résultats fiables aux hautes fréquences. Afin d'éviter les effets de la dérive thermique du système, le système de TIE et l'analyseur de réseau ont été mis sous tension une heure préalablement aux tests. Il est à noter que les montages expérimentaux qui suivent sont tirés de Jéhanne-Lacasse (2011). Cependant, nous avons pris soin d'inclure les câbles d'électrodes, dont la longueur est de 60 cm, dans tous les montages afin de tenir compte de l'effet de leurs capacités parasites distribuées. De plus, pendant la caractérisation d'une EA, nous avons connecté les autres EA à un fantôme passif pour éviter le couplage d'interférences parasites. Ce fantôme est décrit à la section 4.2.

#### 4.1.1 Caractérisation de la source de courant

Deux caractéristiques doivent être mesurées expérimentalement pour la chaîne de stimulation de chaque EA, soit la transconductance et l'impédance  $Z_{io}$ . Le montage expérimental pour mesurer la transconductance est représenté à la figure 4.1. Pour mesurer la réponse en fréquence de la transconductance, on applique la porteuse RF\_OUT de l'analyseur de réseau à l'entrée REF\_IN du MEA. La sortie RF\_OUT est aussi reliée au canal R ( $V_R$ ) de l'analyseur. À la sortie de l'EA, une résistance de  $50\ \Omega$  est utilisée comme charge  $Z_L$  de la source de courant, car l'analyseur ne peut mesurer que des tensions. La transconductance de la source

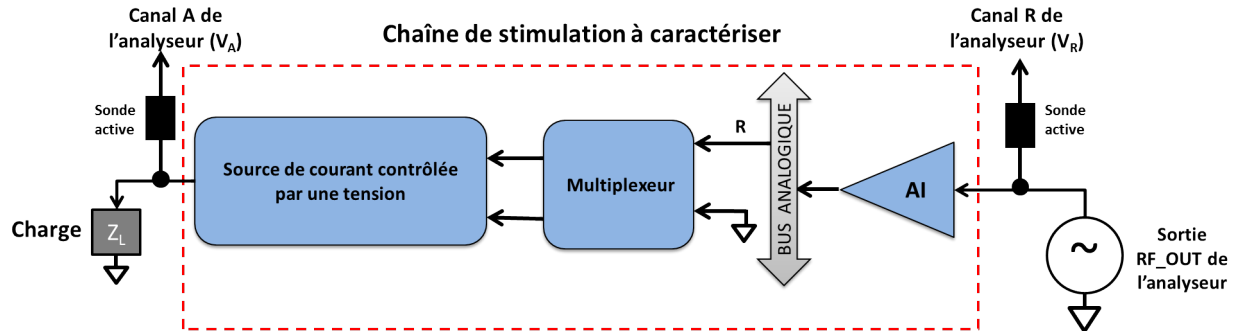


Figure 4.1 Montage pour caractériser la transconductance d'une source de courant.

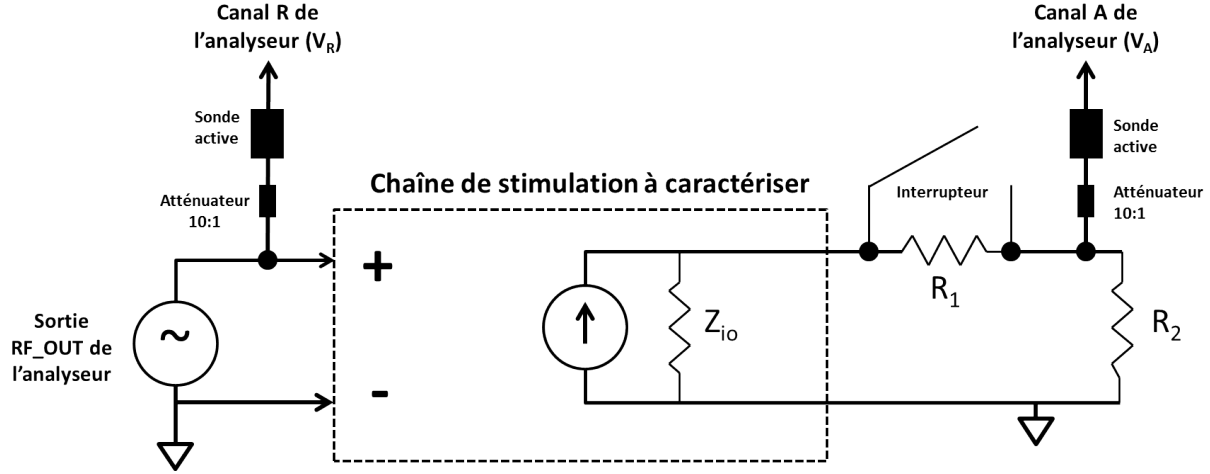


Figure 4.2 Montage pour caractériser l'impédance  $Z_{io}$  d'une source de courant.

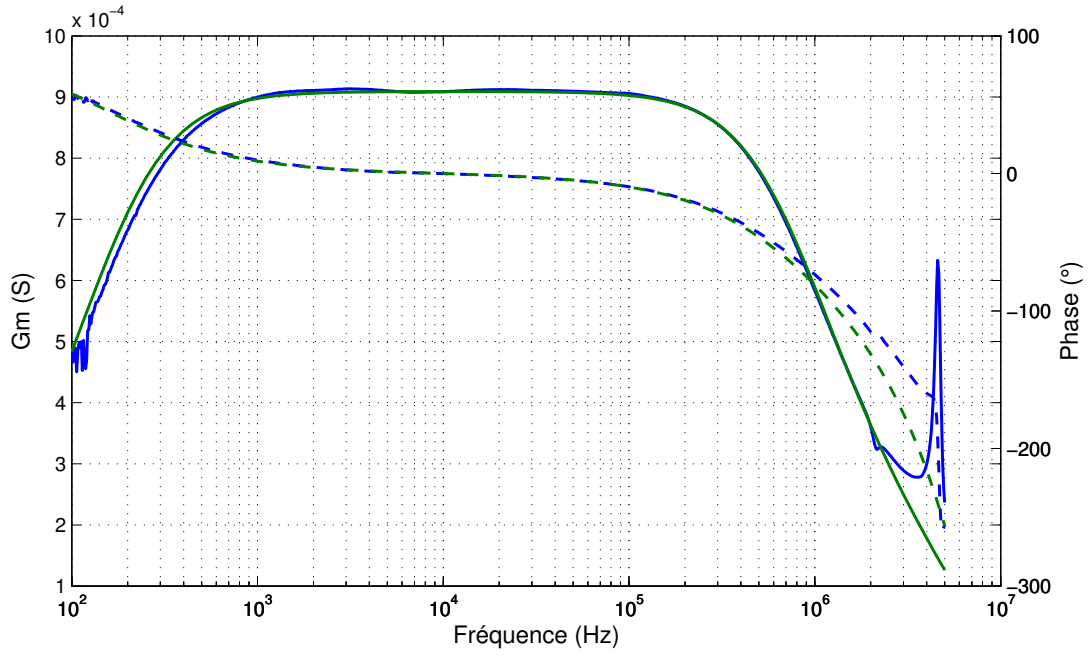
de courant est alors donnée par l'équation 4.1 :

$$G_m = \frac{V_A}{V_R \cdot 50 \, \Omega}. \quad (4.1)$$

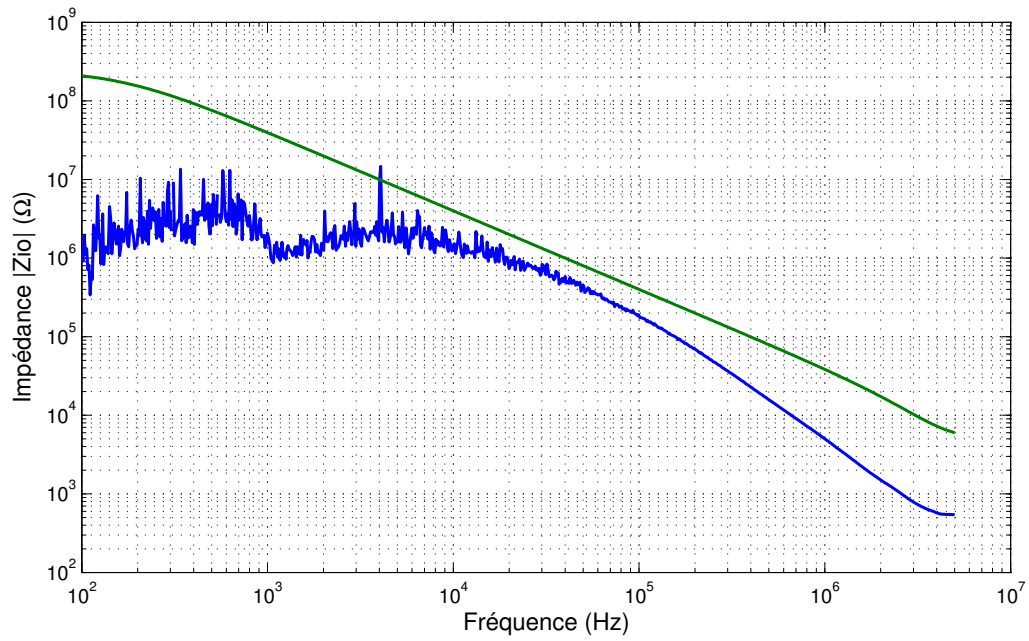
La SCCT qu'on veut caractériser peut être configurée en mode source ou puits de courant.

La transconductance expérimentale moyenne de six EA et la transconductance simulée sont présentées à la figure 4.3(a). Tel qu'attendu, la réponse en fréquence de la transconductance a la forme d'un filtre passe-bande. La valeur moyenne de  $G_m$  à mi-bande est de 0,917 mS et le déphasage est nul en mode source de courant. Les fréquences de coupure sont respectivement de 168 Hz et 823 kHz. En tenant compte de la tolérance des composants, ces résultats sont conformes aux résultats des simulations du tableau 3.4. On remarque cependant un pic présent près de 4,5 MHz, qui n'est pas présent sur la courbe simulée.

Le montage pour mesurer l'impédance  $Z_{io}$  est présenté à la figure 4.2. Le montage est sensiblement le même que pour la mesure de la transconductance, à l'exception du branchement de la charge. La porteuse RF\_OUT de l'analyseur de réseau et la sonde active du canal R ( $V_R$ ) sont branchées à l'entrée REF\_IN du MEA. Dans ce montage, la chaîne de mesure est représentée par un modèle qui met en évidence l'impédance  $Z_{io}$ . La technique de mesure consiste à faire deux séries de mesures de transconductance avec des charges différentes. Pour ce faire, nous avons utilisé une charge composée de deux résistances ( $R_1$  et  $R_2$ ) et d'un interrupteur permettant de court-circuiter la résistance  $R_1$ . Avec ces deux séries de mesures, on peut calculer l'impédance  $Z_{io}$  avec l'expression suivante (Hartinger, 2006) :



(a) Transconductance  $G_m$  moyenne de six EA (en bleu) et transconductance simulée (en vert).



(b) Impédance  $Z_{io}$  expérimentale de l'électrode A (en bleu) et impédance  $Z_{io}$  simulée (en vert).

Figure 4.3 Réponses en fréquence expérimentale et simulée de la transconductance  $G_m$  et de l'impédance  $Z_{io}$  de la source de courant.

$$Z_{io} = R_1 \left( \frac{v_o}{v_f - v_o} \right) - R_2 \quad (4.2)$$

où  $v_o$  représente la tension mesurée par l'analyseur quand la charge est égale à  $R_1 + R_2$  et  $v_f$  représente la tension mesurée quand la charge est égale à  $R_2$ .

Les réponses en fréquence de l'impédance  $Z_{io}$  mesurée pour le canal A du MEA et simulée sont montrées à la figure 4.3(b). L'amplitude est supérieure à 100 k $\Omega$  jusqu'à environ 150 kHz. On remarque qu'aux basses fréquences la valeur calculée de  $Z_{io}$  est instable. D'une part, cette instabilité s'explique par la transconductance qui diminue à basse fréquence, ce qui diminue le RSB des deux mesures. D'autre part, l'acquisition des deux séries de mesures de transconductance nécessite plusieurs minutes, ce qui rend la technique sensible à la dérive thermique et aux interférences externes (Jéhanne-Lacasse, 2011). Comparativement à la réponse en fréquence simulée, le résultat expérimental donne une impédance  $Z_{io}$  beaucoup plus faible. Ceci s'explique, en partie, par la présence des capacités parasites du PCB et des câbles d'électrodes, qui n'avaient pas été considérées dans les simulations. L'impédance  $Z_{io}$  reste tout de même beaucoup plus grande que l'impédance de contact typique des électrodes (1 k $\Omega$ ) pour que les variations de cette dernière n'entraînent pas d'erreurs appréciables.

Différentes mesures ont été réalisées à l'aide de ce montage, car l'impédance  $Z_{io}$  dépend de trois circuits : le circuit d'asservissement de l'écran des câbles d'électrodes, la source de courant et le préamplificateur. Une augmentation de  $Z_{io}$  est possible en optimisant le circuit d'asservissement et le circuit RC de compensation de la source de courant (figure 4.4). L'optimisation doit viser à obtenir l'impédance  $Z_{io}$  la plus élevée sans introduire d'oscillations. La figure 4.5(a) illustre l'influence du circuit RC de compensation sur l'impédance  $Z_{io}$ . On remarque que l'amplitude de  $Z_{io}$  est très sensible à la constante RC. Lorsque la compensation est absente ( $C = 0$ ), l'impédance à 50 kHz est de 90 k $\Omega$ . L'impédance à 50 kHz est de 450 k $\Omega$  et 1 M $\Omega$  pour  $C$  égal à 27 pF et 37 pF respectivement. On remarque que l'allure des trois courbes de la figure 4.5(a) est très similaire. Les valeurs aux basses fréquences sont de l'ordre de 1 M $\Omega$  à 10 M $\Omega$  mais varient beaucoup. Cette variation peut être attribuée à la précision limitée du montage de mesure. Le tableau 4.1 montre l'effet du circuit RC sur la stabilité du circuit. Idéalement, le circuit RC devrait compenser exactement le pôle introduit par la capacité parasite du câble et de la résistance de sortie. Cependant, l'ajout du circuit RC diminue la marge de phase de l'ampli op, ce qui peut entraîner des oscillations dans certaines conditions. Un compromis est donc nécessaire pour maximiser l'impédance  $Z_{io}$  tout en gardant le circuit d'asservissement stable.

La figure 4.5(b) illustre l'influence de la résistance  $R_C$  dans le circuit d'asservissement



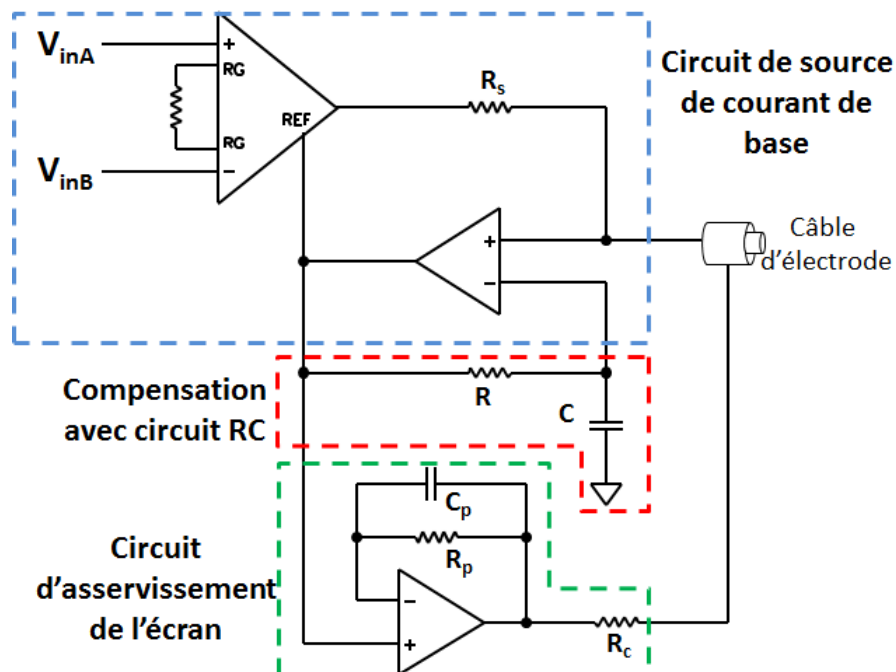
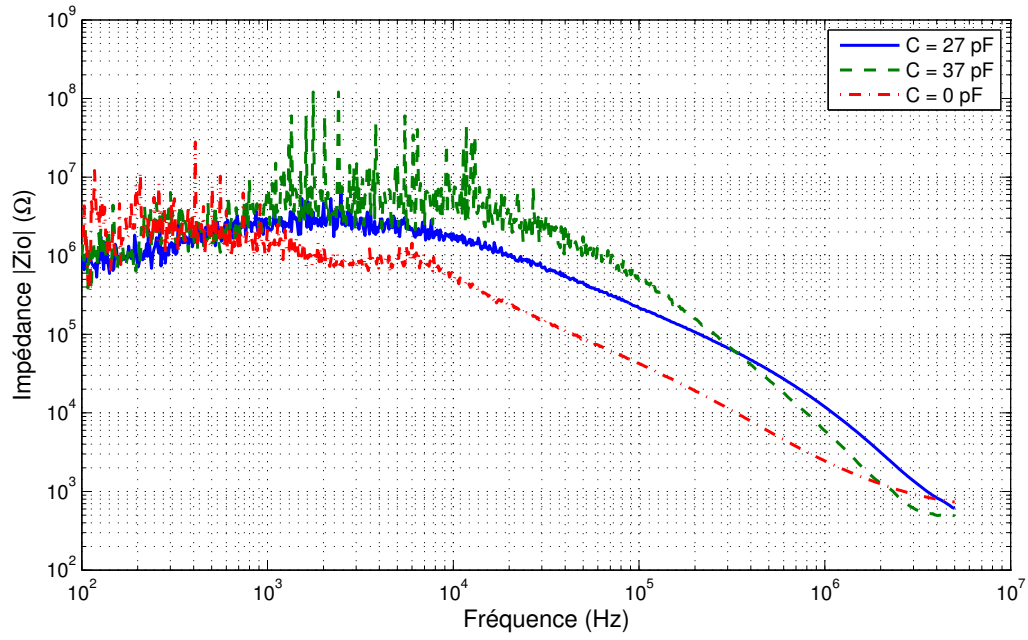


Figure 4.4 Schéma de la source de courant, du circuit RC de compensation et du circuit d'asservissement de l'écran.

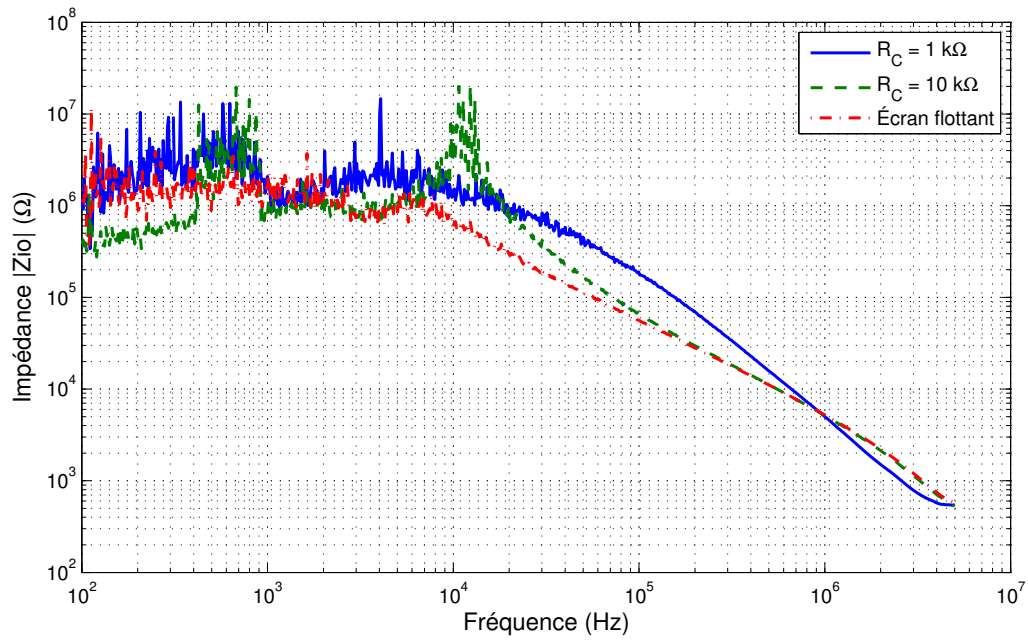
sur l'impédance  $Z_{i0}$ . Les formes des trois courbes sont très similaires. Pour une résistance  $R_C$  égale à 1 k $\Omega$ , l'impédance  $Z_{i0}$  est semblable à celle avec compensation ( $C = 27$  pF) de la figure 4.5(a). Cependant, pour une valeur de 10 k $\Omega$ , l'impédance  $Z_{i0}$  chute. Ceci s'explique par une augmentation de la capacité effective de l'écran du câble d'électrode. En effet, lorsque la résistance  $R_C$  est faible, la différence de potentiel entre l'écran et le conducteur central du câble est faible. Autrement dit, le signal sur l'écran du câble suit en amplitude et en phase le signal présent sur le conducteur central. Si on augmente  $R_C$ , le circuit d'asservissement ne compense plus aussi bien le pôle formé par  $R$  et la capacité parasite du câble, ce qui entraîne une diminution de l'impédance  $Z_{i0}$ .

Tableau 4.1 Influence du circuit RC sur l'impédance  $Z_{i0}$ .

Condensateur C	Impédance à 50 kHz	Stabilité
27 pF	454 k $\Omega$	Stable
33 pF	3.86 M $\Omega$	Instable
36 pF	4.65 M $\Omega$	Instable
40 pF	4.16 M $\Omega$	Instable



(a) Contribution du circuit de compensation.



(b) Contribution de l'asservissement de l'écran.

Figure 4.5 Effets de la capacité  $C$  du circuit de compensation de la source de courant et de la résistance  $R_C$  du circuit d'asservissement sur l'impédance  $Z_{io}$ .

Tableau 4.2 Influence du circuit d'asservissement sur l'impédance  $Z_{io}$ .

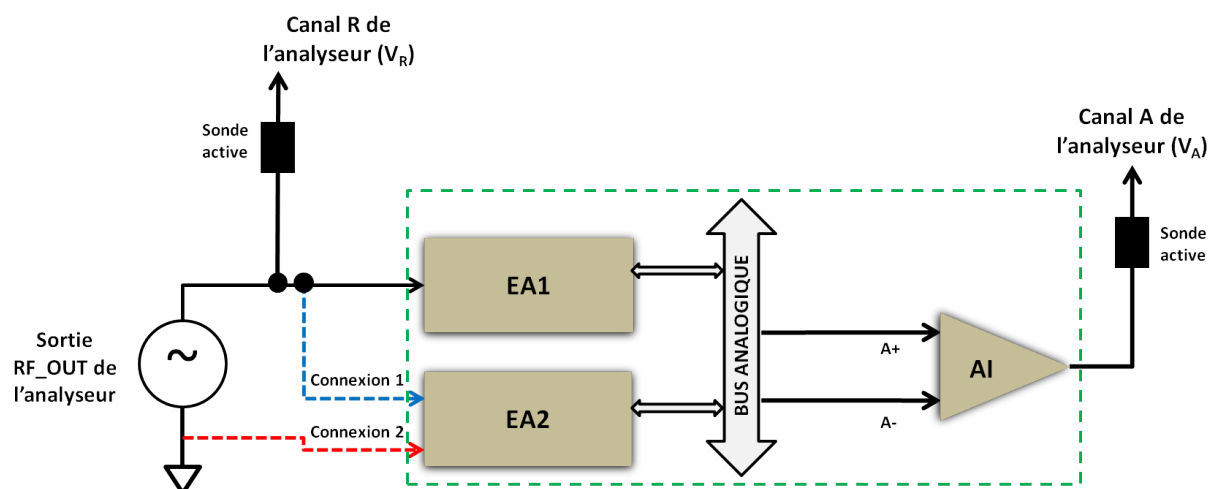
Résistance $R_C$	Impédance à 50 kHz	Stabilité
10 k $\Omega$	165 k $\Omega$	Stable
1 k $\Omega$	454 k $\Omega$	Stable
900 $\Omega$	366 k $\Omega$	Stable
800 $\Omega$	385 k $\Omega$	Instable
680 $\Omega$	365 k $\Omega$	Instable

Le tableau 4.2 montre l'effet de la résistance  $R_C$  du circuit d'asservissement de l'écran sur  $Z_{io}$  à 50 kHz et sur la stabilité du circuit. Tel que prédit par les simulations, une valeur élevée de la résistance  $R_C$  diminue l'impédance  $Z_{io}$  mais améliore la stabilité du suiveur. Par contre, si la résistance est faible, l'ampli op devient instable à cause de la charge capacitive trop grande à sa sortie. Un compromis est donc aussi nécessaire à ce niveau pour optimiser le circuit d'asservissement de l'écran.

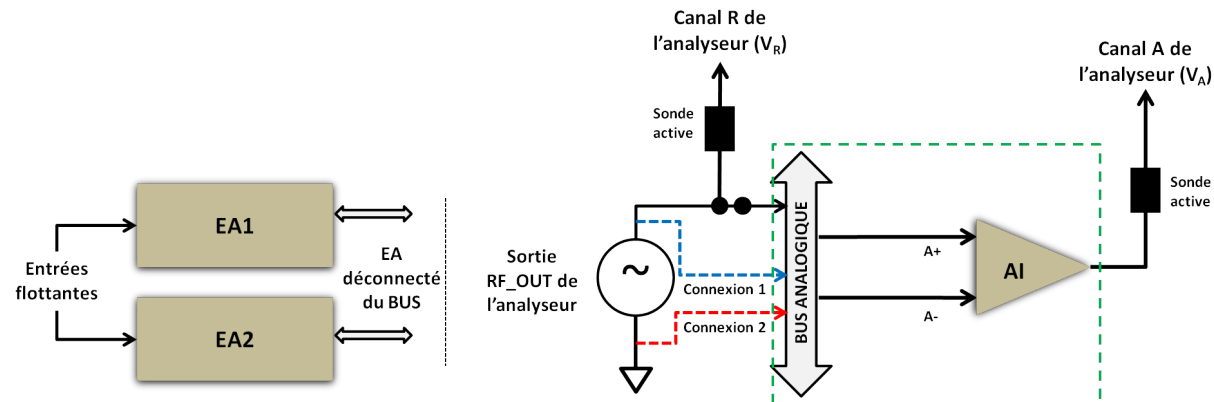
#### 4.1.2 Caractérisation du préamplificateur

Le gain de tension de la chaîne de mesure ainsi que le TRMC ont été mesurés avec l'analyseur de réseau lors de la caractérisation du préamplificateur. Grâce à la carte de test, il est possible d'accéder au bus analogique de la chaîne de mesure et d'y brancher une sonde active. Par conséquent, trois mesures de gain peuvent être faites : 1) le gain de la chaîne comprenant le préamplificateur, le filtre passe-haut et le multiplexeur de chaque EA ; 2) le gain du circuit de conditionnement AM\_OUT ; 3) le gain total de la chaîne de mesure. Dans cette section, nous allons caractériser le gain total de la chaîne de mesure avec le montage de la figure 4.6(a) et le gain du circuit de conditionnement AM\_OUT à l'aide du montage de la figure 4.6(b). Précisons qu'il faut considérer deux EA pour caractériser les différents gains, car il s'agit d'une mesure différentielle. À la figure 4.6, deux connexions sont illustrées, l'une pour mesurer le gain différentiel et l'autre pour le gain en mode commun. Dans le premier cas (connexion 2), l'entrée d'une EA est reliée à la masse afin de mesurer le gain différentiel. Dans le second cas (connexion 1), les deux entrées des EA sont reliées à la sortie RF\_OUT de l'analyseur pour mesurer le gain en mode commun.

Nous allons d'abord mesurer le gain pour toute la chaîne de mesure à l'aide du montage de la figure 4.6(a). Le signal de référence RF\_OUT provenant de l'analyseur de réseau est appliqué à l'entrée positive du préamplificateur d'une EA. La sonde active du canal R ( $V_R$ )

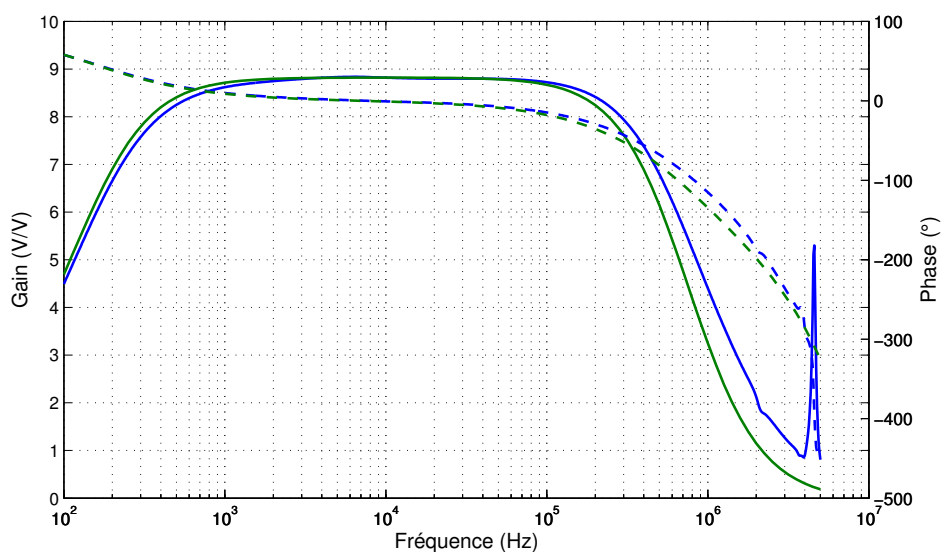


(a) Caractérisation du gain différentiel (connexion 2) ou du gain en mode commun (connexion 1) pour la chaîne de mesure complète.

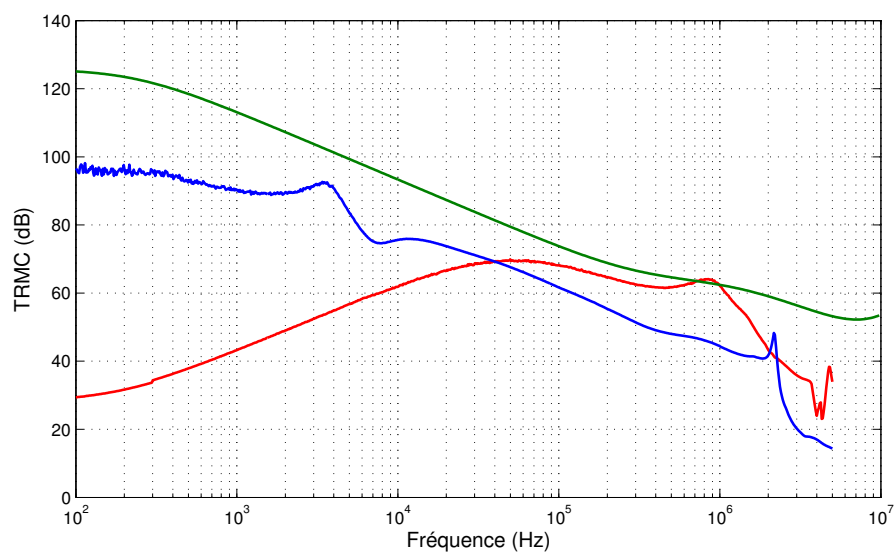


(b) Caractérisation du gain différentiel (connexion 2) ou du gain en mode commun (connexion 1) pour le circuit de conditionnement.

Figure 4.6 Montage pour caractériser le préamplificateur.



(a) Gain de tension moyen de six EA (en bleu) et gain simulé (en vert).



(b) TRMC expérimental de la chaîne de mesure (en rouge), du circuit de conditionnement (en bleu) et TRMC simulé de la chaîne de mesure (en vert).

Figure 4.7 Réponses en fréquence simulée et expérimentale a) du gain de tension et b) du TRMC. Le gain expérimental représente la moyenne de six EA. Les TRMC expérimentaux ont été mesurés entre les électrodes A et B.

est aussi connectée à cette entrée et le signal de sortie est mesuré à la sortie du circuit de conditionnement avec la sonde active du canal A ( $V_A$ ). L'électrode de mesure en mode inverseur est reliée à la masse afin de ne pas introduire de bruit (connexion 2). Le gain de tension est donné par l'équation suivante :

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{V_A}{V_R}. \quad (4.3)$$

La courbe moyenne du gain du circuit de mesure a été obtenue pour un échantillon de six EA (figure 4.7(a)). La courbe simulée du gain de tension est reproduite sur la figure pour faciliter la comparaison. Le gain expérimental moyen est de 8,8 V/V à mi-bande avec un déphasage pratiquement nul. Les fréquences de coupure moyennes sont de 159 Hz et 800 kHz. Ces valeurs sont conformes aux valeurs théoriques énoncées dans le tableau 3.4. On remarque cependant un pic près de 4 MHz qui est dû aux oscillations provenant du circuit RC de compensation de la source de courant. Ce pic n'est pas présent sur la courbe simulée.

Pour le TRMC de toute la chaîne de mesure, les gains différentiel et en mode commun doivent être mesurés. Le gain différentiel a été mesuré ci-dessus. Tel que montré à la figure 4.6(a), la mesure du gain en mode commun se fait en connectant les entrées de l'EA en mode suiveur et de l'EA en mode inverseur au signal de référence  $V_R$  de l'analyseur de réseau, soit la connexion 1 sur la figure. La sortie est mesurée par la sonde active du canal A. Pour mieux évaluer l'influence d'un écart entre les EA sur le TRMC, nous avons aussi mesuré le TRMC pour le circuit de conditionnement AM\_OUT à l'aide du montage de la figure 4.6(b). Le signal de référence RF\_OUT est alors connecté à l'entrée positive du circuit par le bus analogique. L'entrée négative est connectée à la masse (connexion 2) pour la mesure du gain différentiel et à RF\_OUT (connexion 1) pour la mesure du gain en mode commun. Les deux entrées des EA sont laissées flottantes et toutes les EA sont déconnectées du bus analogique par une commande transmise aux microcontrôleurs des EA à partir de l'interface usager.

La figure 4.7(b) compare le TRMC du circuit de conditionnement et de la chaîne de mesure complète avec le TRMC simulé. À 50 kHz, le TRMC est pratiquement le même dans les deux cas expérimentaux, soit environ 68 dB. Une différence se produit aux basses fréquences, où le TRMC total de la chaîne chute à 30 dB, tandis que le TRMC pour le circuit de conditionnement AM\_OUT monte à 95 dB. Pour les préamplificateurs configurés en suiveur et inverseur, le débalancement est principalement causé par l'imprécision du condensateur du filtre passe-haut. Afin d'améliorer le TRMC, il faudrait soit diminuer la fréquence de coupure du filtre passe-haut en augmentant la résistance utilisée dans le filtre ou utiliser des condensateurs de plus grande précision (1 à 2 % au lieu de 10 %). À 100 Hz, le TRMC du

circuit de conditionnement est plus faible que le TRMC simulé, qui est de 122 dB. Le filtre RF à l'entrée du circuit de conditionnement AM\_OUT vient donc aussi dégrader le TRMC, mais de façon moins importante que les filtres passe-haut des EA. En effet, le filtre RF forme un diviseur de tension avec les résistances  $R_{on}$  variables des portes analogiques, ce qui engendre un débalancement entre les deux entrées de l'AI.

### 4.1.3 Discussion

#### 4.1.3.1 Comparaison de l'impédance $Z_{io}$ du MEA-SF et du MEA-LB

La caractérisation de la source de courant a montré que la meilleure façon d'obtenir à la fois une impédance  $Z_{io}$  élevée et un circuit stable consiste à minimiser la capacité parasite du câble, afin de diminuer la constante RC du circuit de compensation. Pour le MEA-SF, l'optimisation des composants de la source de Howland et du suiveur auto-élevateur ont permis d'obtenir une impédance  $Z_{io}$  de 4 M $\Omega$  à 50 kHz (Hartinger *et al.*, 2006). Cependant, les mesures avaient été effectuées sans les câbles d'électrodes. Nous avons donc repris ces mesures avec le montage expérimental de la figures 4.2 afin de comparer les deux MEA. La figure 4.8 permet de comparer l'impédance  $Z_{io}$  du MEA-SF à celle du MEA-LB. La valeur maximale de  $Z_{io}$  pour le MEA-SF est de 997 k $\Omega$  à 14,4 kHz. On remarque que l'utilisation du câble d'électrodes pour le MEA-SF diminue l'amplitude de  $Z_{io}$  et décale la fréquence du maximum. Une nouvelle optimisation des  $Z_{io}$  du MEA-SF serait nécessaire en incluant cette fois-ci les capacités parasites des câbles d'électrodes. Pour le moment, l'impédance  $Z_{io}$  à 50 kHz du MEA-LB est supérieure à celle du MEA-SF.

#### 4.1.3.2 Bande passante uniforme pour la transconductance et le gain

Suite à la caractérisation de la source de courant et du préamplificateur, une analyse plus approfondie a été effectuée pour les réponses en fréquence de la transconductance et du gain des EA. Tout d'abord, une courbe moyenne de la réponse en fréquence de la transconductance et du gain a été obtenue pour six canaux. Puis, nous avons cherché la plage de fréquences à l'intérieur de laquelle ces caractéristiques dévient de la valeur moyenne à 50 kHz de moins de X %. Le tableau 4.3 donne les plages de fréquence pour des déviations de 0,1, 0,2, 0,5 et 1 % pour la transconductance (colonne 1), le gain (colonne 2) et les valeurs combinées des deux (colonne 3). On remarque que la plage de fréquences pour une déviation de moins de 0,1 % s'étend de 40,0 kHz à 59,7 kHz pour la transconductance et de 16,0 kHz à 61,4 kHz pour le gain. En combinant les deux caractéristiques, la troisième colonne montre que la plage

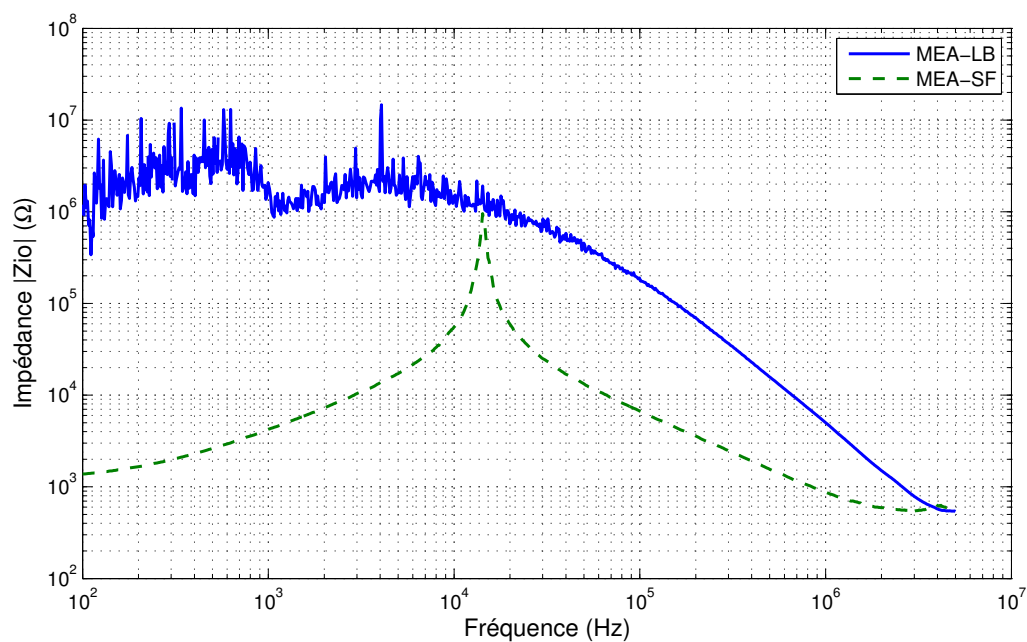


Figure 4.8 Comparaison de l'impédance  $Z_{io}$  pour le MEA-SF et le MEA-LB.

Tableau 4.3 Plage de fréquences à l'intérieur de laquelle la transconductance, le gain et les deux caractéristiques combinées dévient de moins de X % de la valeur moyenne à 50 kHz qui constitue la référence.

Erreur (%)	Transconductance		Gain		Valeurs combinées	
	$f_{\text{inf}}$ (kHz)	$f_{\text{sup}}$ (kHz)	$f_{\text{inf}}$ (kHz)	$f_{\text{sup}}$ (kHz)	$f_{\text{inf}}$ (kHz)	$f_{\text{sup}}$ (kHz)
0,1	40,0	59,7	16,0	61,4	40,0	59,7
0,2	27,9	71,6	11,9	68,8	27,9	68,8
0,5	1,18	105	2,00	85,9	2,00	85,9
1	1,01	130	1,50	108	1,50	108



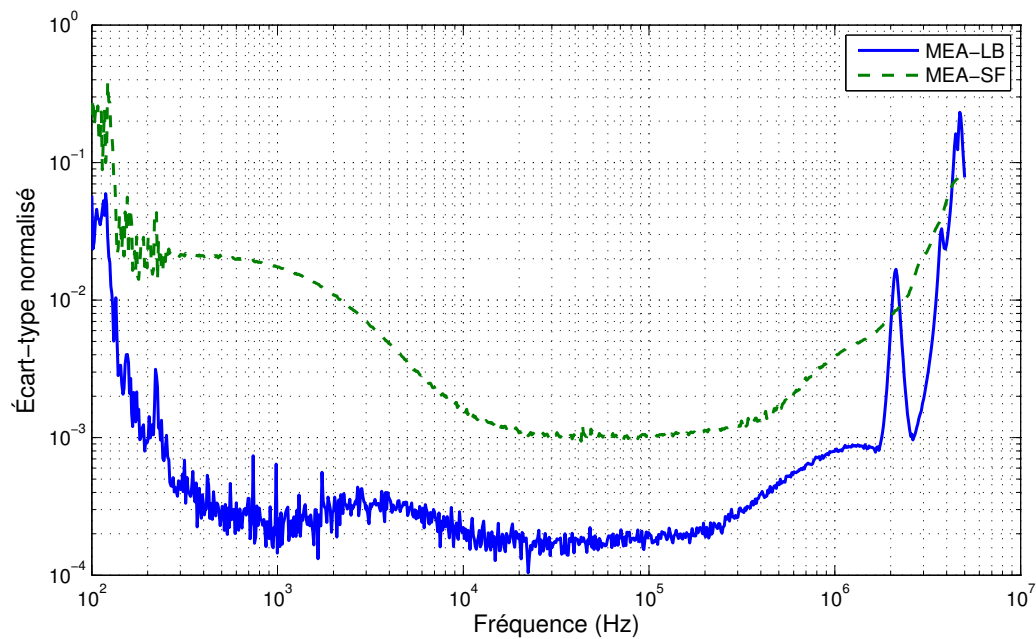
de fréquences est déterminée par la transconductance seulement, qui s'étend de 40,0 kHz à 59,7 kHz. La largeur de bande répondant au critère d'une déviation inférieure de 0,1 % est donc de  $50 \pm 10$  kHz environ. Pour une déviation de moins de 1 %, la combinaison du gain et de la transconductance limite la bande passante entre 1,5 kHz à 108 kHz. La limite inférieure est donnée par le gain, tandis que la limite supérieure est fixée par la transconductance. Ces informations sont nécessaires pour choisir les deux fréquences à utiliser pour l'imagerie bifréquence. La précision de la bande passante est une caractéristique importante, même si de légères imperfections peuvent être compensées dans l'algorithme de reconstruction (Hartinger *et al.*, 2007).

#### 4.1.3.3 Écart-type normalisé de la transconductance et du gain entre les EA

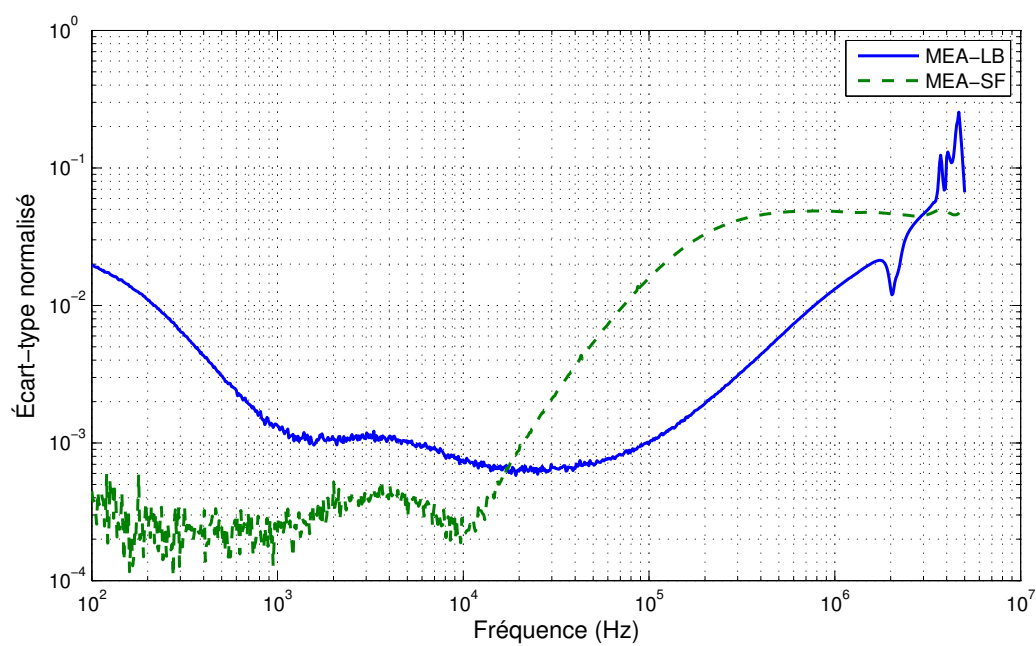
Le deuxième test effectué est la mesure de l'écart-type normalisé entre les EA pour le gain et la transconductance en fonction de la fréquence afin d'évaluer leur uniformité. L'écart-type normalisé des EA du MEA-LB a été comparé à celui des EA du MEA-SF à la figure 4.9. À la figure 4.9(a), on remarque que l'écart-type normalisé de la transconductance des EA en fonction de la fréquence est plus faible pour le MEA-LB entre 200 Hz et 2 MHz. À la figure 4.9(b), on observe que l'écart-type normalisé du gain en fonction de la fréquence est inférieur pour le MEA-SF aux fréquences inférieures à 17 kHz. Ceci est dû au fait que le filtre passe-haut dans les EA du MEA-SF ont une fréquence de coupure très basse (de l'ordre d'une dizaine de Hz) et que les écarts de cette fréquence ont peu d'effet dans la bande passante recherchée (1 kHz à 1 MHz). Pour le MEA-LB, l'imprécision sur les condensateurs de ces filtres passe-haut augmente l'écart du gain des EA aux basses fréquences. Néanmoins, les EA du MEA-LB ont un écart-type normalisé inférieur à ceux du MEA-SF entre 17 kHz et un peu moins de 3 MHz.

## 4.2 Performances globales du MEA-LB

Cette section décrit les tests de performance réalisés sur l'ensemble du système de TIE incluant le MSD. Dans un premier temps, les mesures du RSB et de la précision seront expliquées. Dans un deuxième temps, ces deux indicateurs serviront à effectuer des tests de variance. Contrairement aux tests avec l'analyseur de réseau où le signal de référence était généré par ce dernier, les mesures du RSB et de la précision sont réalisés avec la porteuse de référence synthétisée par le DDS dans le MSD, dont la plage de fréquences est limitée entre 10 kHz et 150 kHz.



(a)



(b)

Figure 4.9 Comparaison de l'écart-type normalisé pour le MEA-LB et le MEA-SF en fonction de la fréquence pour six EA : (a) Transconductance. (b) Gain.

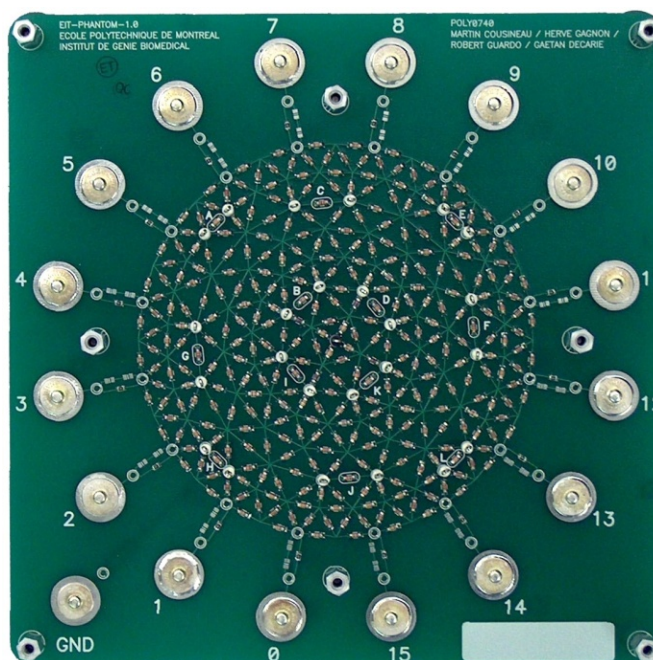
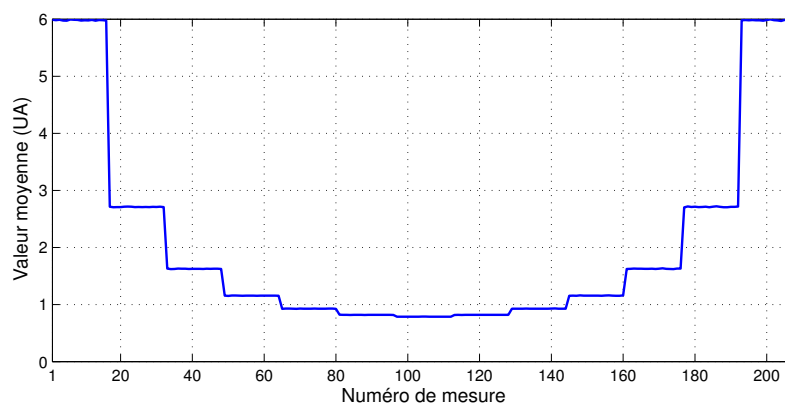


Figure 4.10 Photographie du fantôme résistif.

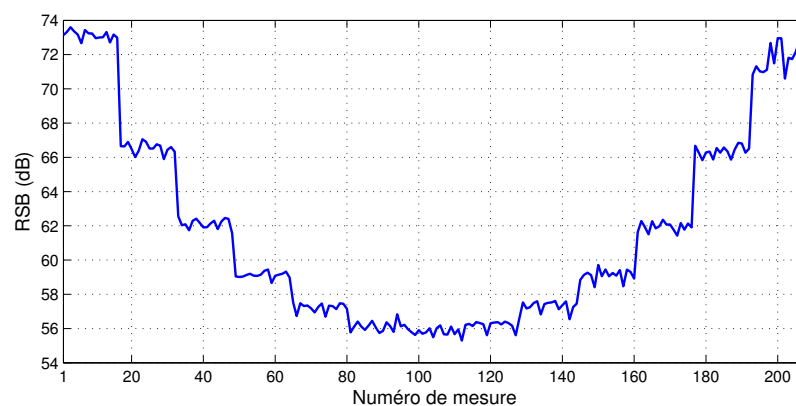
Les caractéristiques globales sont mesurées à l'aide d'un fantôme dont le maillage est composé de résistances de précision (Gagnon *et al.*, 2010). Réalisé sur circuit imprimé, ce fantôme représente une distribution de conductivité uniforme dans un milieu circulaire 2D (figure 4.10). Seize nœuds périphériques correspondent aux positions des électrodes. Chaque connecteur d'électrodes est relié au maillage par deux résistances et un condensateur. L'impédance équivalente de ce circuit reproduit le comportement électrochimique d'une électrode. Des interrupteurs permettent de court-circuiter certains éléments du maillage afin de produire une perturbation de conductivité. Un 17<sup>e</sup> connecteur est présent pour effectuer la connexion à la masse. Ce connecteur est relié au nœud central du maillage.

#### 4.2.1 Rapport signal sur bruit et précision

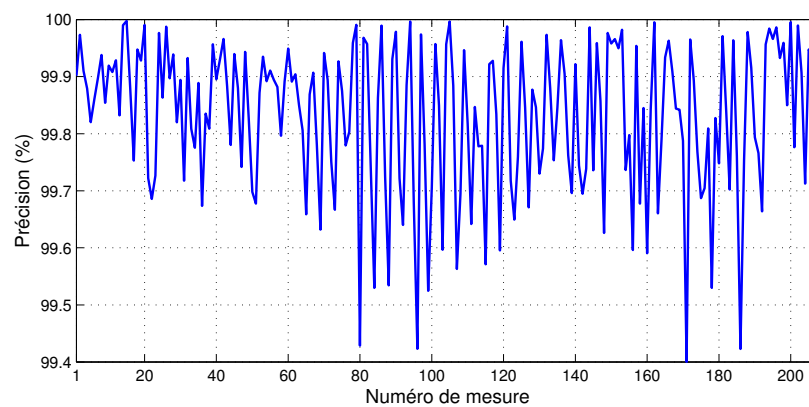
Pour évaluer les performances globales du système, le MEA-LB est relié au fantôme par les mêmes câbles d'électrodes qui seront utilisés pour les tests *in vivo*. On acquiert un total de 1000 trames, une trame étant définie comme un ensemble de mesures requis pour reconstruire une image, soit 208 mesures pour seize électrodes. Le signal moyen de TIE obtenu des 1000 trames est représenté à la figure 4.11(a). Le protocole d'acquisition décrit à la section 1.1 engendre treize plateaux, qui sont bien présents dans cette figure. Le signal maximal est obtenu aux extrémités du profil, quand les paires d'électrodes de stimulation et de mesure



(a)



(b)



(c)

Figure 4.11 Caractéristiques du système de TIE comprenant le MEA-LB évaluées à partir de 1000 trames : (a) valeur moyenne du signal de TIE (unités arbitraires), (b) RSB (dB) et (c) précision (%).

sont adjacentes. Le plateau le plus bas se produit lorsque l'écart entre les paires d'électrodes de stimulation et de mesure est maximal. La moyenne et la variance de chacune des 208 mesures pour 1000 trames sont calculées afin d'obtenir deux indicateurs de performance : le RSB et la précision des mesures. Le RSB représente la capacité du système de TIE à produire, sur un période de temps donnée, les mêmes ensembles de mesures quand la distribution de conductivité reste constante. Le RSB est donné par :

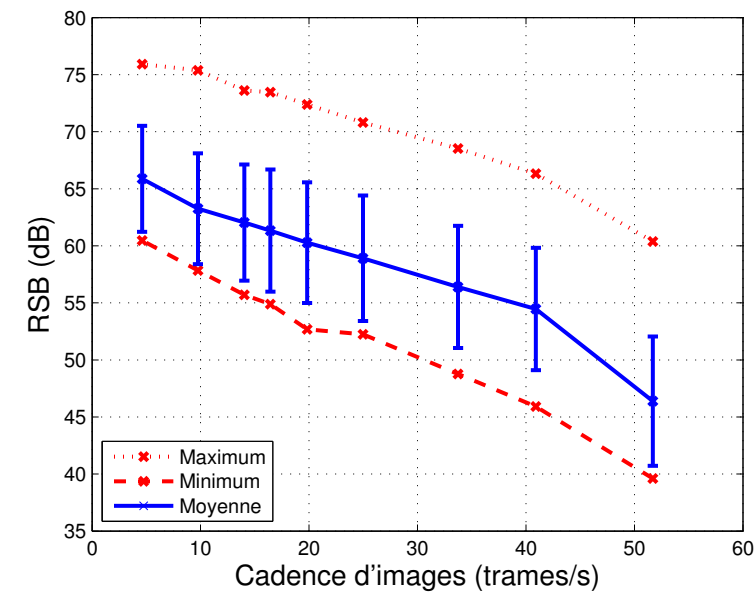
$$\text{RSB}_i = 20 \log \left( \frac{|E(m_i)|}{\sqrt{\text{Var}(m_i)}} \right) \quad (4.4)$$

où  $m_i$  représente la  $i^{\text{e}}$  mesure d'une trame,  $E(m_i)$ , la moyenne de  $m_i$  et  $\text{Var}(m_i)$ , la variance de  $m_i$ . La figure 4.11(b) présente le RSB pour les 208 mesures. En général, l'allure du RSB est semblable à celle du signal moyen, car le niveau de bruit est sensiblement constant pour les 208 mesures, tandis que l'amplitude du signal varie. Pour certaines applications, il est suggéré que le RSB soit minimalement de 60 dB afin qu'on puisse bien distinguer deux distributions de conductivité différentes (Halter *et al.*, 2008). La précision des mesures est un indicateur de la proximité de la valeur mesurée par le système de TIE sur le fantôme à la valeur théorique calculée pour ce même fantôme. Le fantôme sert ici d'étalon, car il s'agit d'un dispositif de test stable et construit avec des composants de précision. La précision des mesures est donnée par l'équation suivante :

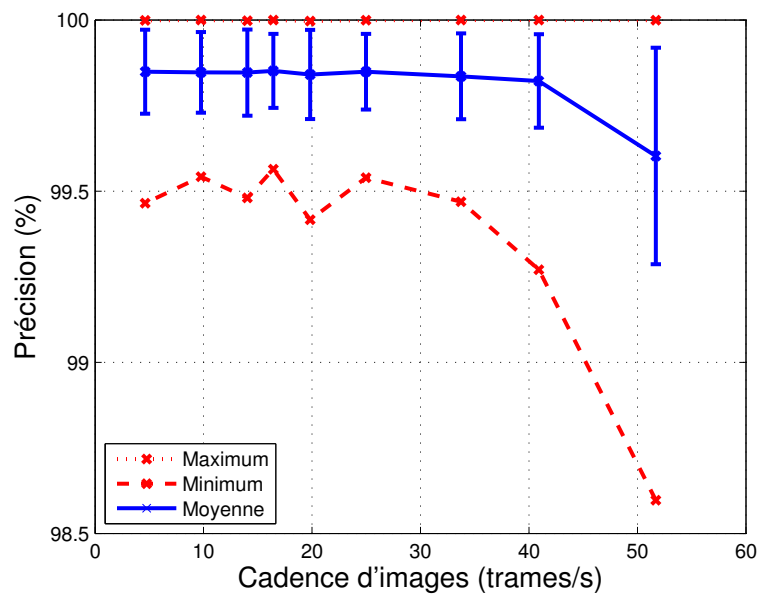
$$P_i = \left[ 1 - \left| \frac{E(m_i) - m_i^t}{m_i^t} \right| \right] \quad (4.5)$$

où  $m_i^t$  représente la valeur théorique pour la  $i^{\text{e}}$  mesure. La figure 4.11(c) présente la précision pour les 208 mesures.

Ces deux indicateurs de performance sont influencés par les paramètres d'opération du système de TIE, comme la cadence d'images et la fréquence de la porteuse. La cadence d'images est le nombre de trames acquises par seconde. La longueur de chaque trame dépend du nombre d'électrodes utilisées. Elle est de 208 mesures pour 16 électrodes. La cadence d'images peut être modifiée de deux façons : en changeant la période active ou la période inactive du moyennneur (Moumbe, 2011). La période inactive correspond à la période de temps où le moyennneur rejette les données du filtre FIR dans le FPGA. Cette inactivité minimise l'influence des transitoires de la porteuse de mesures provenant de la commutation des EA à chaque mesure. Pour ce test, la période inactive a été fixée à 50  $\mu\text{s}$  et la cadence d'images a été réglée en ajustant la période active seulement. La figure 4.12 compare le

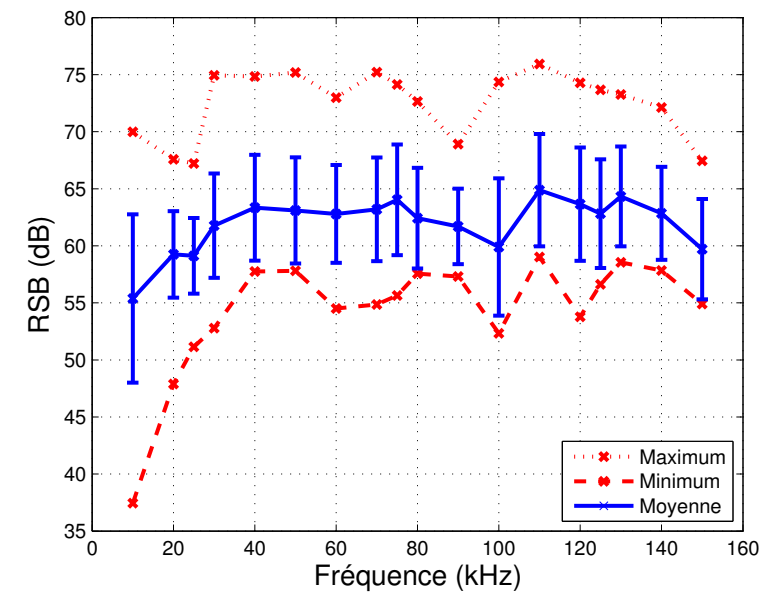


(a)

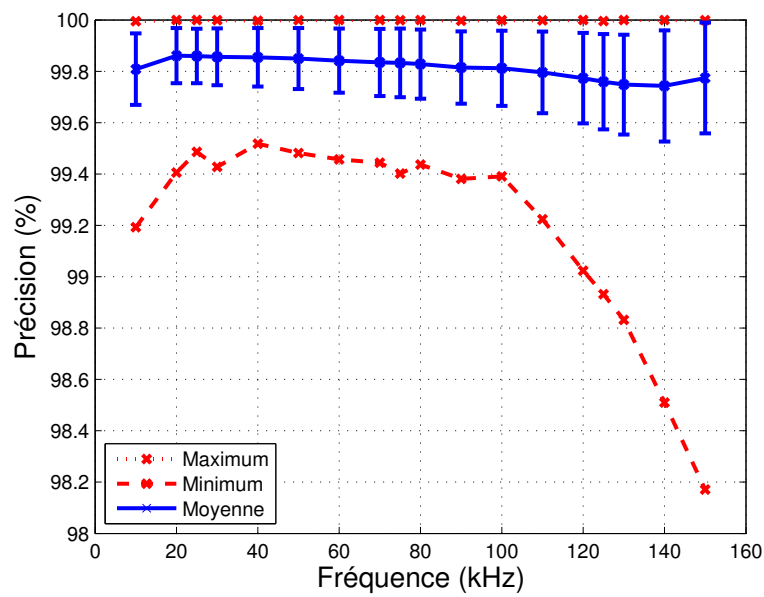


(b)

Figure 4.12 Comparaison du RSB (a) et de la précision des mesures (b) en fonction de la cadence d'images. Les traits verticaux indiquent l'écart-type.



(a)



(b)

Figure 4.13 Comparaison du RSB (a) et de la précision des mesures (b) en fonction de la fréquence de la porteuse de référence. Les traits verticaux indiquent l'écart-type.

RSB et la précision pour une fréquence de 50 kHz et une cadence d'images variant de 4,61 à 51,7 trames/s. On remarque que ces deux caractéristiques diminuent en augmentant la cadence d'images. Le MEA-LB permet d'obtenir un RSB moyen supérieur à 60 dB jusqu'à une cadence de 20 trames/s. La précision reste assez constante avec une moyenne de 99,8 % jusqu'à 41 trames/s. Le MEA-SF comportait un oscillateur de 4 MHz qui limitait la cadence d'images maximale à cause du temps de calcul nécessaire à déterminer la prochaine configuration des multiplexeurs des EA. D'après ces résultats, la cadence d'images maximale du MEA-LB n'est plus limitée par le temps de calcul des EA, mais plutôt par les performances désirées.

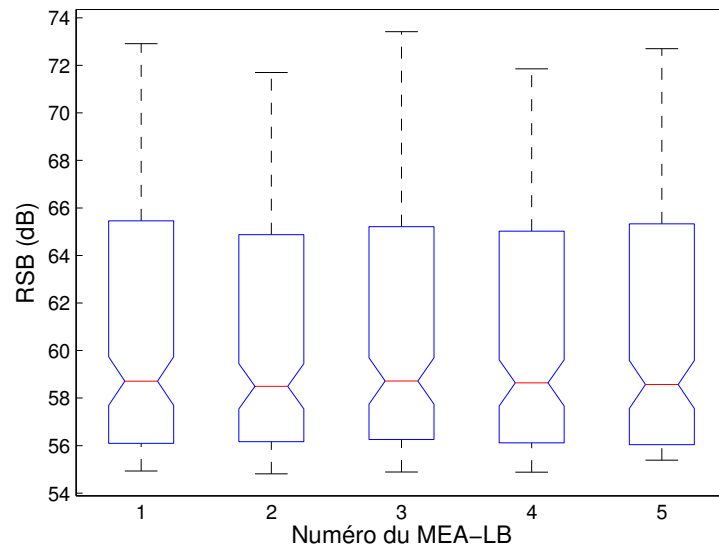
La fréquence de la porteuse de référence a été variée de 10 kHz à 150 kHz pour une cadence d'images fixée à 9,71 trames/sec. La fréquence supérieure de la porteuse est limitée par le filtre passe-bas du MSD dont la fréquence de coupure est de 150 kHz. Le système ne peut pas fonctionner en dessous de 5 kHz, car la réponse en fréquence des transformateurs d'isolation produit une atténuation importante. Les résultats sont représentés à la figure 4.13. Pour chaque indicateur de performance, la valeur moyenne, la valeur minimale, la valeur maximale et l'écart-type sont représentés. La valeur moyenne représente la moyenne des 208 mesures évaluée sur les 1000 trames. Les valeurs maximale et minimale représentent les valeurs maximale et minimale moyennes pour les 1000 trames. L'écart-type est aussi calculé sur la moyenne des 1000 trames de 208 mesures. La valeur moyenne du RSB varie autour de 63 dB et la précision moyenne autour de 99,8 % pour la plupart des fréquences. Le RSB diminue légèrement lorsque la fréquence d'excitation est près de 5 kHz. À 10 kHz, le RSB est environ de 55 dB et l'écart-type augmente à cette fréquence. Pour la précision, l'écart-type augmente plutôt à haute fréquence, avec une valeur minimale d'environ 98,2 %. Néanmoins, le RSB et la précision sont suffisamment élevés et uniformes dans cette plage de fréquences pour effectuer de l'imagerie bifréquence avec le MEA-LB.

#### 4.2.2 Analyse de la variance

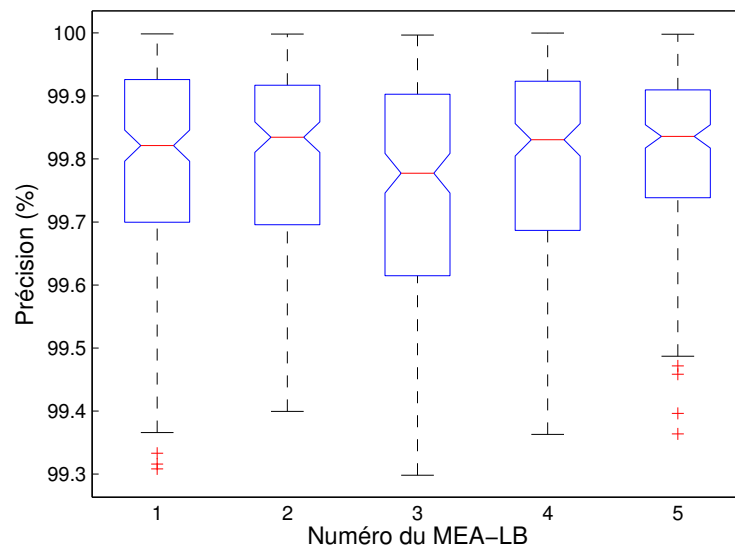
L'analyse de la variance (souvent désignée par ANOVA, de l'anglais *ANalysis Of VAriance*) est un test statistique permettant de vérifier que plusieurs échantillons sont issus d'une même population. Dans le contexte actuel, l'analyse de la variance permet d'étudier la variabilité des performances des cinq MEA-LB qui ont été construits en termes de RSB et de précision. Deux tests de variance ont été réalisés pour :

1. Déterminer l'influence du procédé d'assemblage du MEA.
2. Déterminer l'influence du nombre d'électrodes ou plus exactement, de l'accroissement de 16 à 32 électrodes.



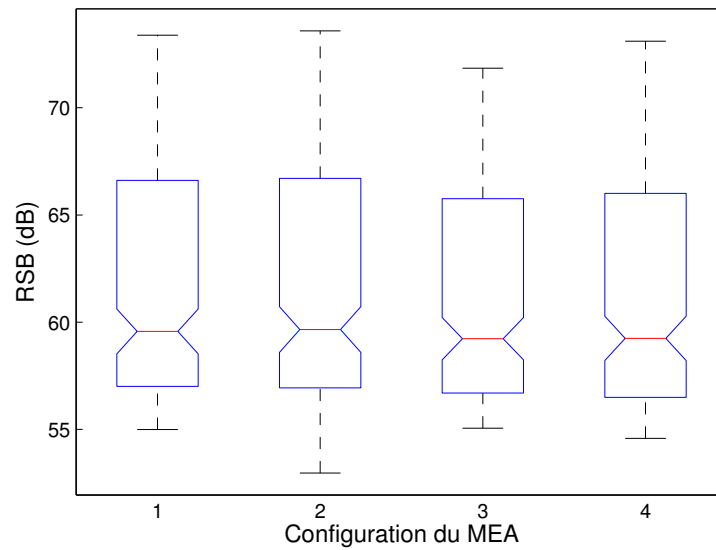


(a)

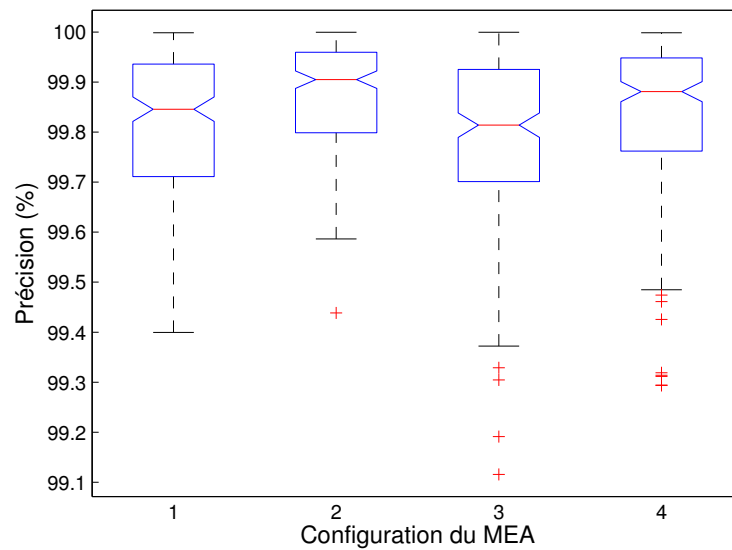


(b)

Figure 4.14 Influence du procédé d'assemblage du MEA sur le RSB ( $p = 0,9296$ ) et la précision des mesures ( $p = 0,0020$ ). Les valeurs de  $p$  montrent les variables qui sont statistiquement significatives ( $p < 0,01$ ).



(a)



(b)

Figure 4.15 Influence de l'augmentation du nombre d'électrodes de 16 à 32 sur le RSB ( $p = 0,5764$ ) et la précision des mesures ( $p = 6,47 \times 10^{-21}$ ) obtenus avec seize électrodes. Les valeurs de  $p$  montrent les variables qui sont statistiquement significatives ( $p < 0,01$ ). Les configurations sont : 1) MEA maître, 2) MEA esclave, 3) électrodes impaires et 4) électrodes paires.

Un total de cinq MEA ont été assemblés à la machine dans le cadre de ce projet. Le premier test ANOVA a donc pour but de confirmer que les MEA ont des performances similaires. On suppose sous l'hypothèse nulle que les échantillons, soit les MEA, sont issus d'une même population, car le procédé d'assemblage est le même. Le deuxième test a pour but d'évaluer le MEA à 32 électrodes. Étant donné que le fantôme passif comporte seulement seize connecteurs d'électrodes, il est impossible de valider les performances d'un MEA à 32 électrodes en termes de RSB et de précision. Cependant, le système de TIE permet de choisir les électrodes qu'on désire utiliser. Par conséquent, quatre configurations de seize électrodes ont été testées pour vérifier si l'interconnexion de deux MEA influence les performances. L'hypothèse à vérifier pour les deux tests est donc la même :

$$\begin{aligned} H_0 &= m_1 = m_2 = \dots = m_k = m \\ H_1 &= \exists(i, j) \quad \text{tel que} \quad m_i \neq m_j \end{aligned} \tag{4.6}$$

L'hypothèse nulle  $H_0$  correspond au cas où les distributions suivent la même loi normale. Nous allons utiliser  $\alpha = 0,01$ . L'hypothèse alternative  $H_1$  est qu'il existe au moins une distribution dont la moyenne s'écarte des autres moyennes. L'analyse de la variance fait la supposition que les 208 mesures sont distribuées normalement et indépendamment avec la même variance entre les MEA. L'hypothèse de normalité peut être validée en traçant un graphique de la distribution des résidus. L'hypothèse de l'indépendance peut être vérifiée en traçant les résidus en fonction du temps ou de l'ordre dans lequel les expériences ont été faites. L'apparition d'un patron dans l'un des deux cas pourrait indiquer que les observations ne sont pas indépendantes.

Les résultats de l'analyse sont présentés à l'aide de diagrammes de surface. Il s'agit d'une représentation graphique qui décrit simultanément différents facteurs importants d'un ensemble de mesures, comme la valeur médiane, la dispersion, l'écart et l'identification de mesures aberrantes. Pour  $p < 0,01$ , la différence entre les moyennes des mesures est statistiquement significative. La figure 4.14(a) montre le diagramme de surface du RSB des cinq MEA. Les valeurs de RSB des 208 mesures sont comprises entre 54 dB et 74 dB. On remarque que l'allure générale de la dispersion est la même et qu'aucune mesure aberrante n'est observée. On peut conclure que l'assemblage du MEA n'influence pas de façon significative le RSB des 208 mesures ( $p = 0,9296$ ). La même analyse est faite au niveau de la précision des mesures à l'aide du diagramme de la figure 4.14(b). Les valeurs de précision pour les 208 mesures sont comprises entre 99,2 % et 100 %. L'allure de la dispersion est moins uniforme que pour le RSB, car certaines données aberrantes apparaissent pour le MEA-1 et le MEA-5. D'après le test ANOVA, la différence des moyennes est statistiquement significative ( $p = 0,0020$ ).

La figure 4.15 montre les diagrammes de surface de quatre configurations de seize électrodes utilisées pour réaliser un système à 32 électrodes. Les quatre configurations sont : 1) maître (MEA du bas seulement), 2) esclave (MEA du haut seulement), 3) électrodes paires et 4) électrodes impaires. Au niveau du RSB (figure 4.15(a)), les valeurs sont comprises entre 50 dB et 75 dB. L'utilisation de seize électrodes réparties sur deux MEA (configuration paire et impaire) ne semble pas modifier le RSB de façon significative ( $p = 0,5764$ ). Au niveau de la précision (figure 4.15(b)), les valeurs sont comprises entre 89,9 % et 100 %. L'utilisation des électrodes paires et impaires diminue la précision de certaines mesures et la différence est statistiquement significative ( $p = 6,47 \times 10^{-21}$ ). Une analyse des données aberrantes permet de constater que la précision est minimale lorsque la mesure est effectuée en utilisant une paire d'électrodes dont chaque électrode provient d'un MEA différent. Il serait donc préférable d'utiliser le système à 32 électrodes seulement lorsque les 32 électrodes sont nécessaires ou lorsque qu'on veut imager seulement un côté du thorax avec seize électrodes afin d'avoir une meilleure résolution temporelle. Les électrodes utilisées proviennent alors toutes du même MEA.

### 4.2.3 Discussion

Nous avons remarqué une grande variabilité du RSB pour les mesures 192 à 208 d'une trame avec le MEA-LB (figure 4.11(b)). Cet ensemble de mesures présente des variations du RSB moyen de  $\pm 1$  dB et ce malgré une attente initiale de plus de 60 minutes pour faire réchauffer le système. Le RSB et la précision ont donc aussi été mesurés pour le MEA-SF afin de comparer les performances et vérifier la variabilité de cet ensemble de mesures. La figure 4.16 montre le signal moyen, le RSB et la précision pour le MEA-SF. On remarque, comme pour le MEA-LB, que l'écart-type est plus élevé pour le dernier plateau de la trame

Tableau 4.4 Comparaison du RSB et de la précision du MEA-LB et du MEA-SF à 50 kHz.

		MEA-LB	MEA-SF
RSB (dB)	Moyenne	61,40	58,82
	Maximum	72,91	70,57
	Minimum	54,93	52,47
Précision (%)	Moyenne	99,79	99,59
	Maximum	100,00	100,00
	Minimum	99,31	98,77

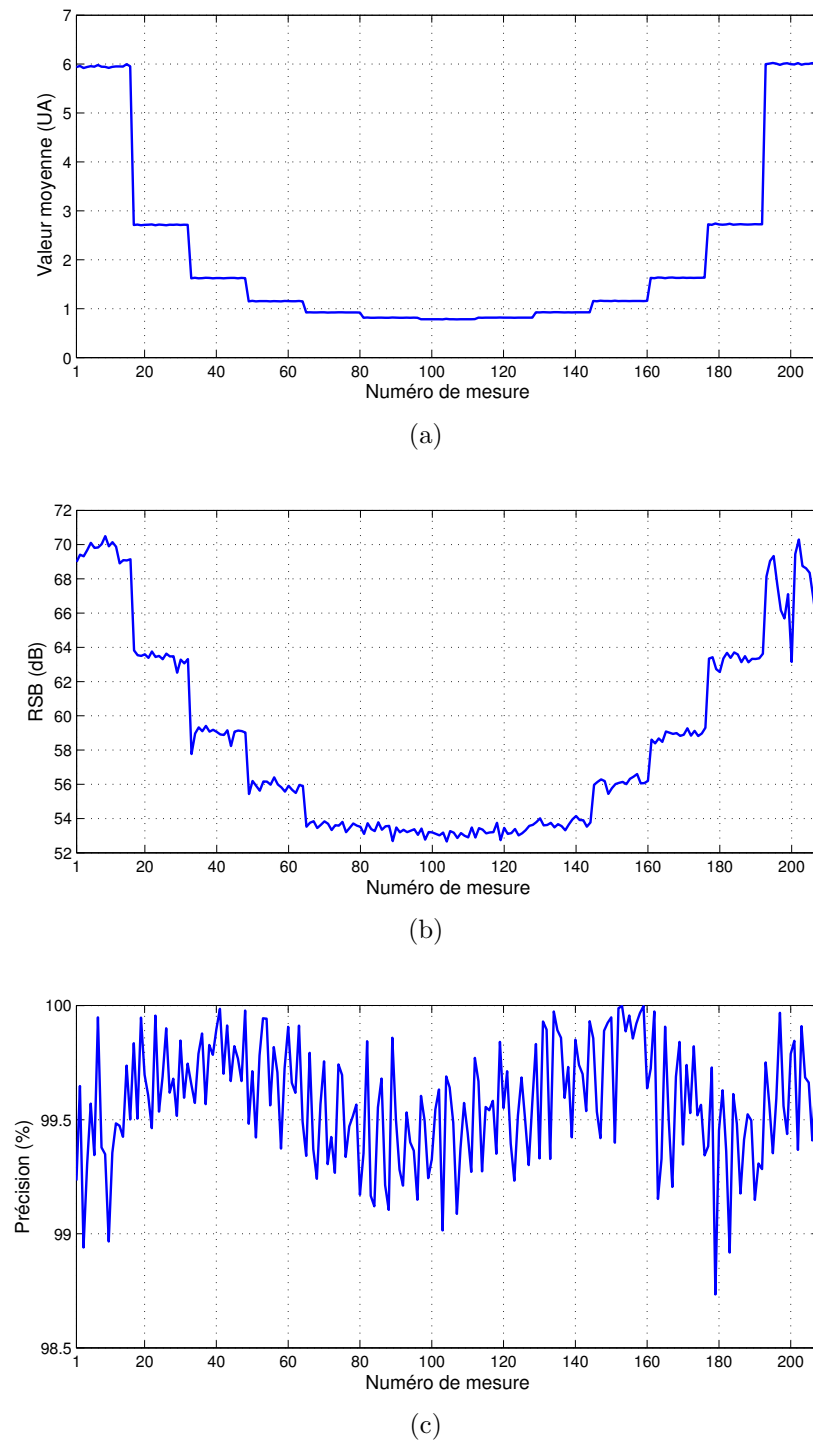


Figure 4.16 Caractéristiques du système de TIE comprenant le MEA-SF évaluées à partir de 1000 trames : (a) valeur moyenne du signal de TIE (unités arbitraires), (b) RSB (dB) et (c) précision (%).

comparativement au premier plateau. Ces irrégularités étant présentes autant sur les courbes du MEA-SF que sur celles du MEA-LB, elles sont probablement causées par le MSD. Le tableau 4.4 compare les performances des deux MEA. Le même MSD a été utilisé dans les deux cas. On remarque que le RSB moyen du MEA-LB est supérieur d'environ 2,5 dB et que la précision moyenne est supérieure de 0,2 %.

### 4.3 Tests d'imagerie

Cette section décrit les tests d'imagerie réalisés avec le système de TIE comprenant le MEA-LB. Ces tests intègrent une autre composante essentielle du système de TIE, soit l'algorithme de reconstruction d'images. Le but de ces tests n'est pas d'analyser les images reconstruites en détail, mais plutôt de valider les nouvelles fonctionnalités du MEA-LB : l'imagerie bifréquence et l'extension du nombre d'électrodes de 16 à 32 électrodes. Le premier test nous a permis d'obtenir des images bifréquences du fantôme résistif. L'algorithme de reconstruction d'images est basé sur la méthode du maximum *a posteriori* (MAP), autant pour les images différentielles que bifréquences. Des tests supplémentaires sont ensuite présentés pour des données acquises sur un fantôme 3D constitué d'un cylindre rempli de salin. Ce fantôme permet de valider le fonctionnement du MEA avec 32 électrodes. Finalement, nous présentons quelques images différentielles obtenues *in vivo* avec le MEA-LB.

#### 4.3.1 Images bifréquences du fantôme résistif

Ce test d'imagerie a pour but de vérifier expérimentalement le MEA-LB en reconstruisant des images bifréquences sur un fantôme résistif. Pour ce faire, un algorithme de reconstruction est nécessaire afin d'obtenir une image de la distribution de conductivité ( $\mathbf{x}$ ) à partir des mesures de potentiel ( $\mathbf{z}$ ) acquises. L'algorithme programmé dans notre système est la méthode par estimateur du MAP, qui est une méthode utilisant un modèle probabiliste. La méthode suppose une relation linéaire entre la distribution de conductivité  $\mathbf{x}$  et les mesures de potentiel  $\mathbf{z}$  :

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4.7)$$

où  $\mathbf{H}$  est la matrice de sensibilité et  $\mathbf{n}$ , le vecteur de bruit. Cette équation n'est pas directement inversible, car  $\mathbf{H}$  n'est pas une matrice carrée. Pour contourner ce problème, nous pouvons résoudre l'équation 4.7 en utilisant une estimation de  $\mathbf{x}$  donnée par l'équation

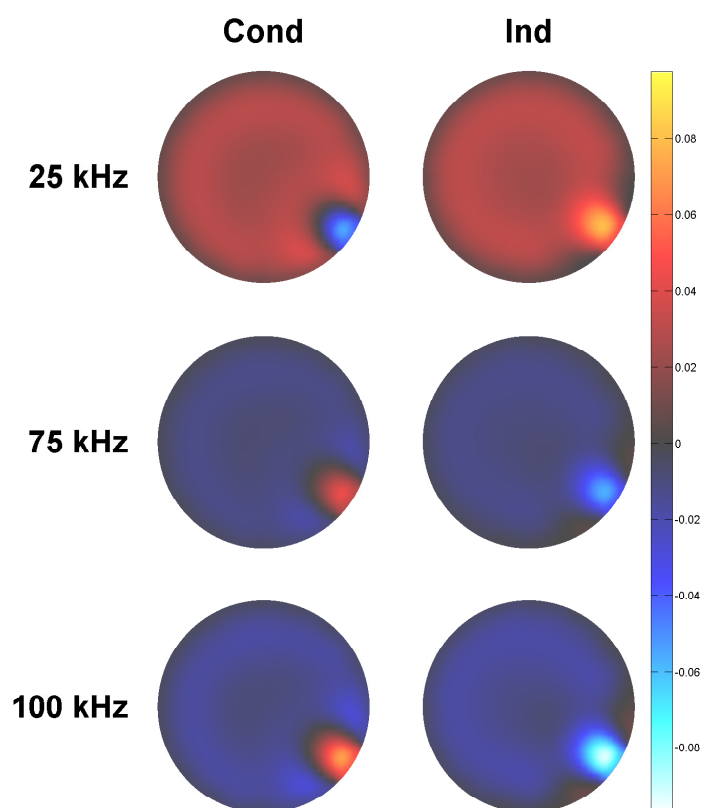


Figure 4.17 Comparaison des images bifréquences reconstruites pour différentes fréquences à partir des données acquises sur un fantôme résistif comportant un condensateur (colonne 1) et une inductance (colonne 2) en parallèle avec une des résistances. Le facteur de bruit utilisé dans l'algorithme de reconstruction est égal à 1.

suivante (Hartinger *et al.*, 2007) :

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \lambda \mathbf{R})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{z}. \quad (4.8)$$

Ceci permet de trouver une estimation de la distribution de conductivité ( $\hat{\mathbf{x}}$ ) par simple multiplication matricielle sans avoir à utiliser une méthode itérative. Cette méthode est donc très rapide car une fois les matrices  $\mathbf{H}$  et  $\mathbf{R}$  calculées pour une géométrie donnée, on peut obtenir une image par simple multiplication matricielle. Le paramètre  $\lambda$  contrôle le poids de la régularisation et  $\mathbf{R}$  est la matrice de régularisation. Le paramètre  $\lambda$  est fixé automatiquement par une méthode de calcul du RSB qu'on appelle *facteur de bruit* (FB) (Graham et Adler, 2006). Le choix de la matrice  $\mathbf{R}$  dépend de l'algorithme. Par exemple,  $\mathbf{R}$  est égale à la matrice identité  $\mathbf{I}$  pour la régularisation de Tikhonov d'ordre 0. Dans notre cas,  $\mathbf{R}$  est réalisé par un filtre passe-haut spatial gaussien dont la fréquence de coupure a été fixée à 10 % du diamètre du milieu à imager (Adler et Guardo, 1996).

Pour reconstruire des images bifréquences, une généralisation de l'estimateur MAP a été développée pour que les mesures de tension tiennent compte à la fois de la distribution de conductivité et de la fréquence d'excitation (Hartinger *et al.*, 2007). Le problème direct est alors formulé par l'équation suivante :

$$\mathbf{z} = \Delta \mathbf{z}(\omega) + \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4.9)$$

où  $\Delta \mathbf{z}(\omega)$  est un facteur qui permet de compenser la dépendance des mesures à la fréquence. En appliquant la méthode MAP, la résolution de l'équation 4.9 nous permet d'obtenir :

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \lambda \mathbf{R})^{-1} \mathbf{H}^T (\mathbf{z} - \Delta \mathbf{z}(\omega)) \quad (4.10)$$

Le terme  $\Delta \mathbf{z}(\omega)$  implique qu'un modèle du MEA permettant de décrire son comportement en fréquence est utilisé dans l'algorithme de reconstruction. Pour le moment, aucun modèle n'est disponible pour le MEA-LB, les images bifréquences ont donc été reconstruites en estimant la distribution de conductivité selon l'équation 4.8. Le fantôme utilisé est le même que pour les tests de RSB et de précision décrits à la section 4.2. Afin d'obtenir des images bifréquences, nous avons placé successivement un condensateur  $C$  de 10 nF et une inductance  $L$  de 47  $\mu$ H en parallèle avec une des résistances du fantôme. Ces composants permettent d'obtenir une variation importante d'impédance dans la plage de fréquences d'opération du système.



Pour chaque perturbation avec  $C$  ou  $L$ , 100 trames ont été acquises afin de reconstruire les images.

La figure 4.17 montre les images bifréquences reconstruites avec le fantôme résistif pour des fréquences de 25, 75 et 100 kHz. La fréquence de 50 kHz a été utilisée comme référence dans les trois cas. Les couleurs chaudes sont associées à une augmentation de la conductivité tandis que les couleurs froides sont associées à une diminution de la conductivité. On remarque que le condensateur crée une diminution de conductivité apparente à 25 kHz et une augmentation à 75 kHz et 100 kHz. Les variations de conductivité associées à l'inductance vont évidemment dans le sens opposé. De plus, on remarque que la présence de  $C$  et  $L$  crée un contraste plus élevé à 100 kHz qu'à 75 kHz, ce qui confirme l'importance d'utiliser une fréquence de test aussi éloignée que possible de la fréquence de référence. On peut remarquer la présence d'un certain bruit de fond dans les images, car les variations de conductivité ne sont pas nulles dans le reste du fantôme. Il serait donc intéressant de refaire ce test lorsque le MEA-LB sera modélisé et qu'on pourra tenir compte dans la reconstruction des variations de la réponse en fréquence des EA.

### 4.3.2 Expériences *in vitro*

Les expériences *in vitro* ont été réalisées à l'aide d'un bassin cylindrique rempli d'une solution de NaCl (figure 4.18). La hauteur et le diamètre du bassin sont de 30,5 cm. Il a été rempli avec de l'eau jusqu'à une hauteur de 25 cm et du sel de table a été ajouté afin d'obtenir une conductivité d'environ 200 mS/m.

La première série de tests sur le bassin a été faite en introduisant dans le salin une tige de cuivre de 1,5 cm de diamètre. Le cuivre a une conductivité beaucoup plus grande que celle de la solution de NaCl. Pour chaque image, une trame de référence a été prise avec seulement le salin dans le bassin. Les tests qui suivent avaient pour but de comparer la résolution spatiale, telle que définie par Adler *et al.* (2009), en fonction du nombre d'électrodes et du facteur de bruit (FB) de l'algorithme de reconstruction. Le FB est un indicateur du niveau de régularisation utilisée dans l'algorithme de reconstruction : un FB faible accorde un poids élevé à la régularisation et inversement. Afin de s'assurer de la reproductibilité des résultats, l'expérience a été répétée à des moments différents après avoir remplacé la solution saline.

Les images obtenues du premier test sont montrées à la figure 4.19. Trois acquisitions ont été faites avec 8, 16 et 32 électrodes. Pour chaque configuration d'électrodes, l'image a été reconstruite avec des FB de 0,25, 0,5, 1 et 2. La conductivité est normalisée entre -1 (le moins conducteur) et +1 (le plus conducteur). Afin de quantifier ces observations,

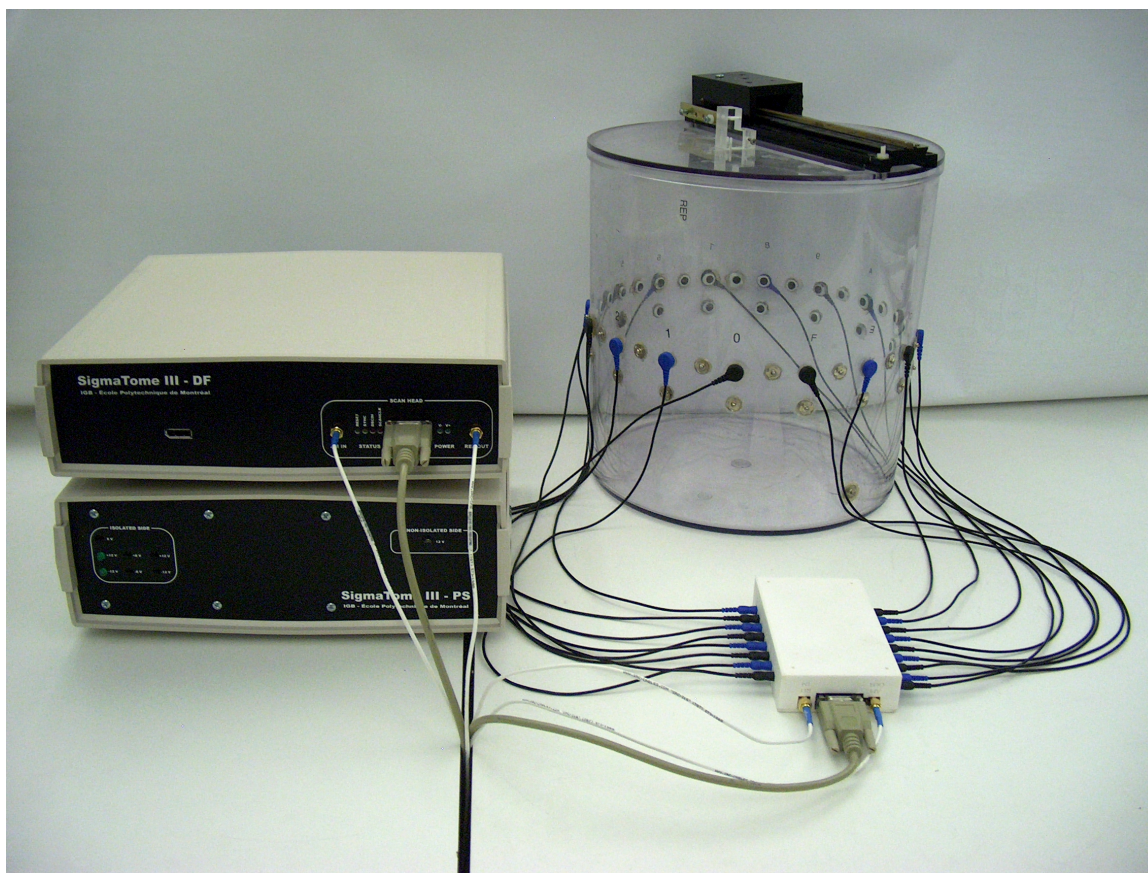


Figure 4.18 Montage expérimental utilisé pour les tests d'imagerie *in vitro*.

la résolution spatiale a été calculée à la figure 4.20. Pour un nombre d'électrodes donné, on remarque qu'une augmentation de la régularisation (diminution du FB) compromet la résolution spatiale. D'autre part, pour un facteur de bruit constant, une augmentation du nombre d'électrodes améliore la résolution. On remarque aussi qu'une équivalence peut être trouvée entre les effets du FB et du nombre d'électrodes sur les images. Par exemple, la résolution spatiale est très similaire pour un système à 32 électrodes avec un FB de 0,5 et un système à 16 électrodes avec un FB de 2. Pour la suite des tests, le FB a été fixé à 1.

Un deuxième test a été réalisé avec la tige de cuivre placée à six positions radiales différentes espacées de  $1/6$  du rayon. Un temps d'attente est requis après chaque déplacement de la tige pour que les perturbations de la surface du salin disparaissent. Les images obtenues pour ce test sont montrées à la figure 4.21. Trois acquisitions ont été faites avec 8, 16 et 32 électrodes. La conductivité est normalisée entre -1 (le moins conducteur) et +1 (le plus conducteur). Afin de quantifier ces observations, la résolution spatiale a aussi été calculée pour les neuf cas et les résultats sont présentés à la figure 4.22. On remarque que la résolu-

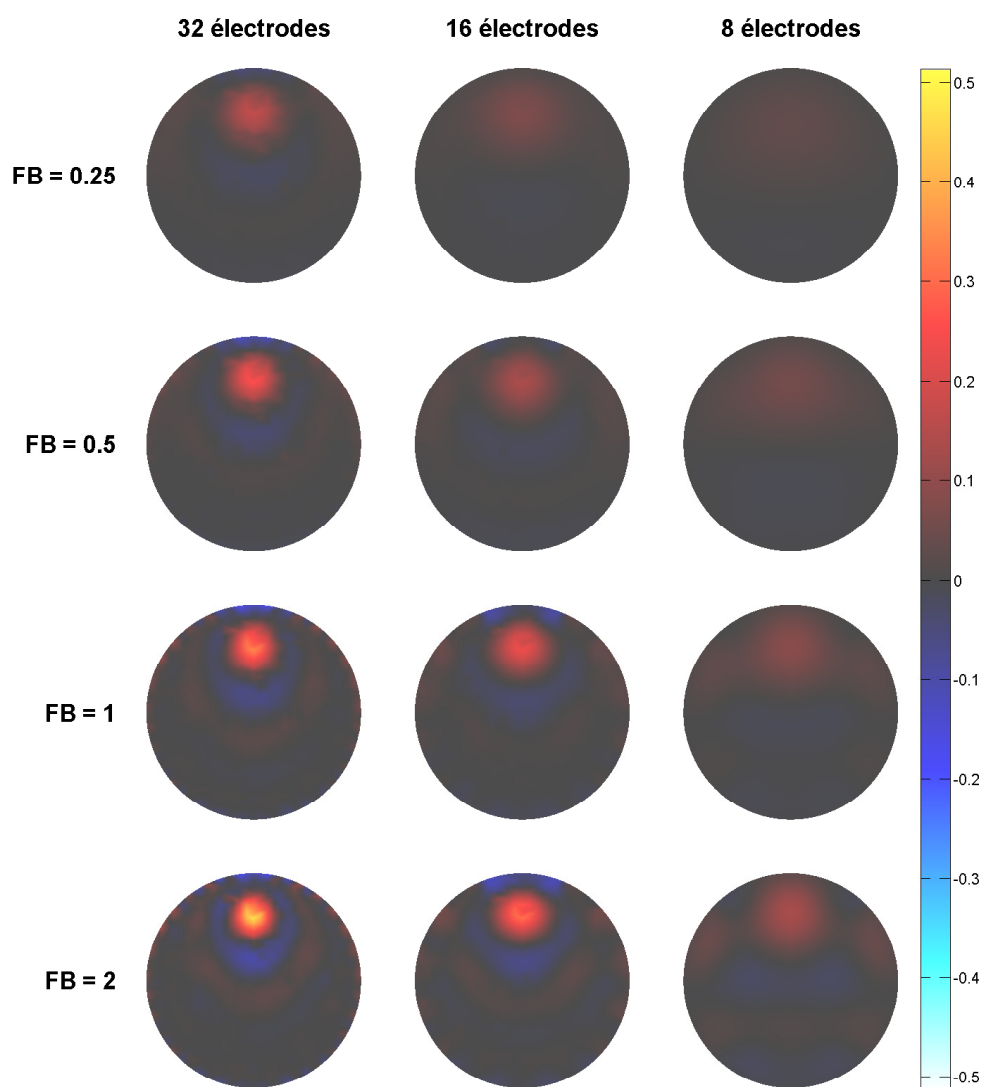


Figure 4.19 Images reconstruites à partir de données acquises sur un bassin pour différents facteurs de bruit et différents nombres d'électrodes.

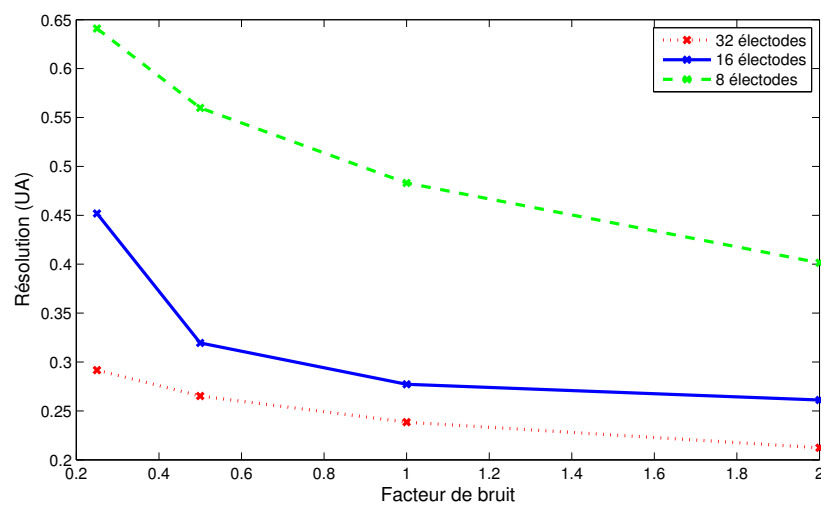


Figure 4.20 Variation de la résolution spatiale en fonction du facteur de bruit.

tion spatiale diminue quand on approche la tige de cuivre du centre du bassin, sauf pour le cas de huit électrodes où la résolution reste faible peu importe la position.

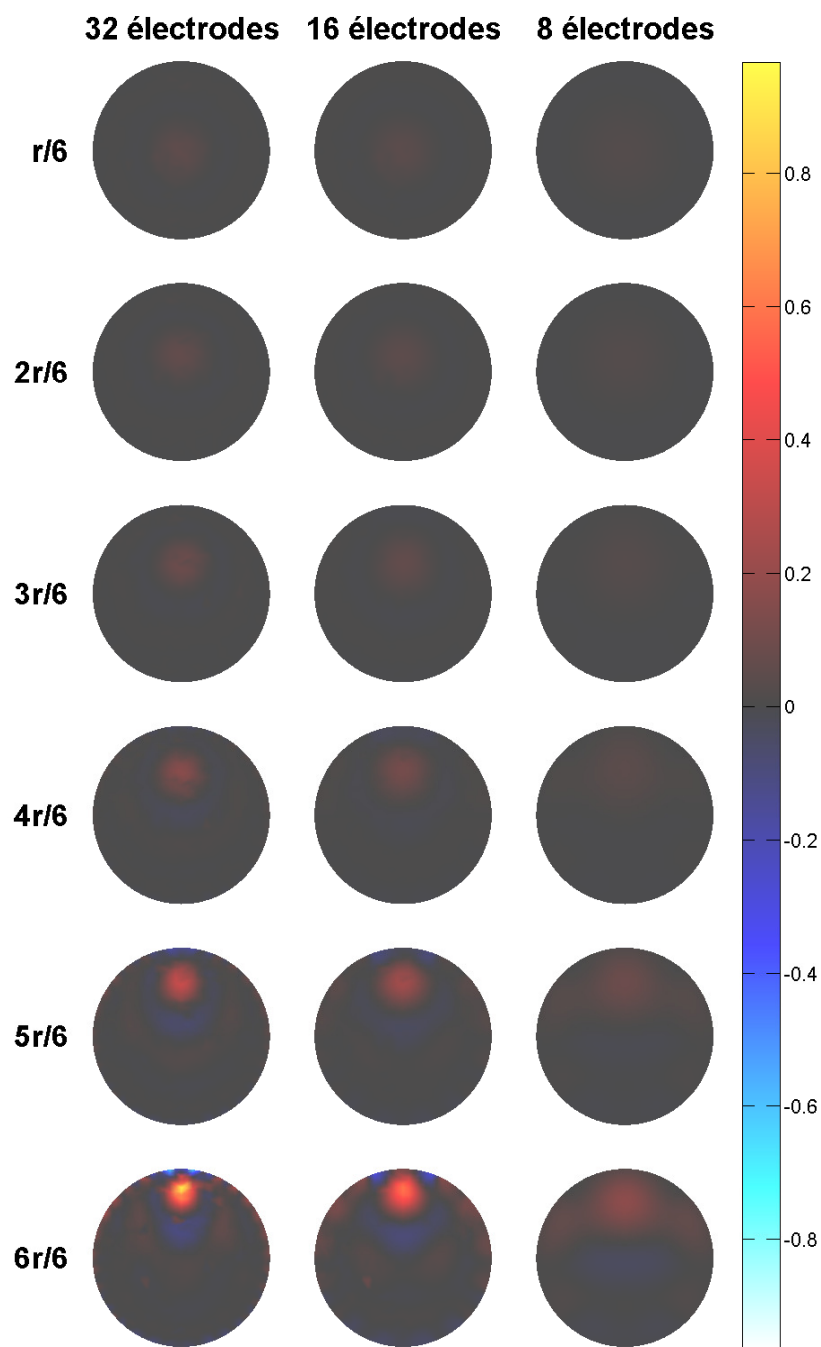


Figure 4.21 Images reconstruites à partir de données acquises sur un bassin pour différentes positions radiales d'une tige de cuivre et différents nombres d'électrodes.

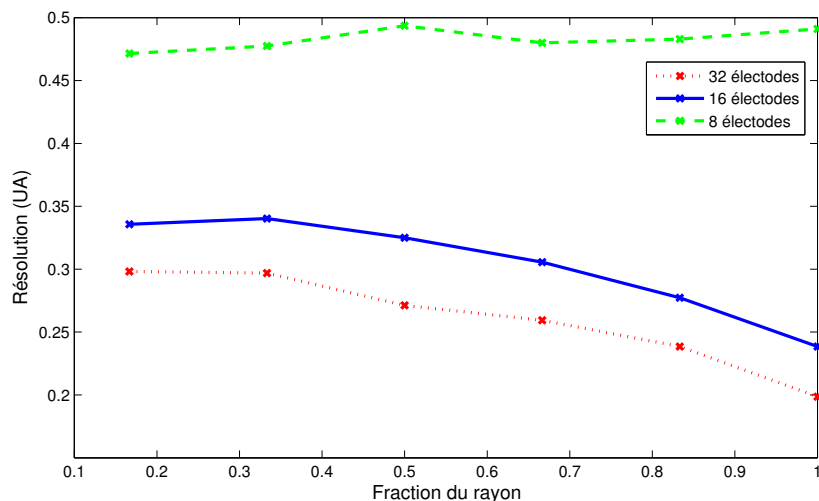


Figure 4.22 Variation de la résolution spatiale en fonction de la position de la tige de cuivre. L'axe des x indique la position normalisée de la tige en fonction du rayon (0 = centre, 1 = périphérie).

### 4.3.3 Expériences *in vivo*

L'autorisation du comité d'éthique de l'École Polytechnique de Montréal a été obtenue préalablement aux tests décrits ci-dessous. La première série de tests *in vivo* a été réalisée en disposant 8, 16 et 24 électrodes sur le thorax d'un sujet, à la hauteur du quatrième espace intercostal. Les enregistrements ont été effectués assis, en observant l'aiguille des secondes d'une horloge pour effectuer environ 6 cycles respiratoires par minute (cpm). Les enregistrements comprenaient 1024 trames acquises à une cadence de 10 trames/s. Le courant appliqué avait une amplitude de 4 mA crête-à-crête et une fréquence de 50 kHz. La figure 4.23 montre les images reconstruites. Les images ont été obtenues par une méthode appelée imagerie fonctionnelle. Cette méthode vise à mettre en évidence les régions où la conductivité des tissus varie autour d'une fréquence connue. Par exemple, pour déterminer les régions du thorax qui correspondent aux poumons, on peut enregistrer les données pendant que le sujet effectue des cycles d'inspiration/expiration aussi réguliers que possible. Avec ces données, on reconstruit une image fonctionnelle pour la fréquence respiratoire que le sujet a adopté. La première image fixe la référence et chaque voxel de l'image est ensuite évalué dans le temps. Une transformée de Fourier donne le spectre des variations d'amplitude de chaque voxel. Le spectre moyen permet alors de déterminer la fréquence respiratoire du sujet. Afin de visualiser les images, on affiche l'énergie spectrale de chaque voxel sur une bande de fréquences centrée sur

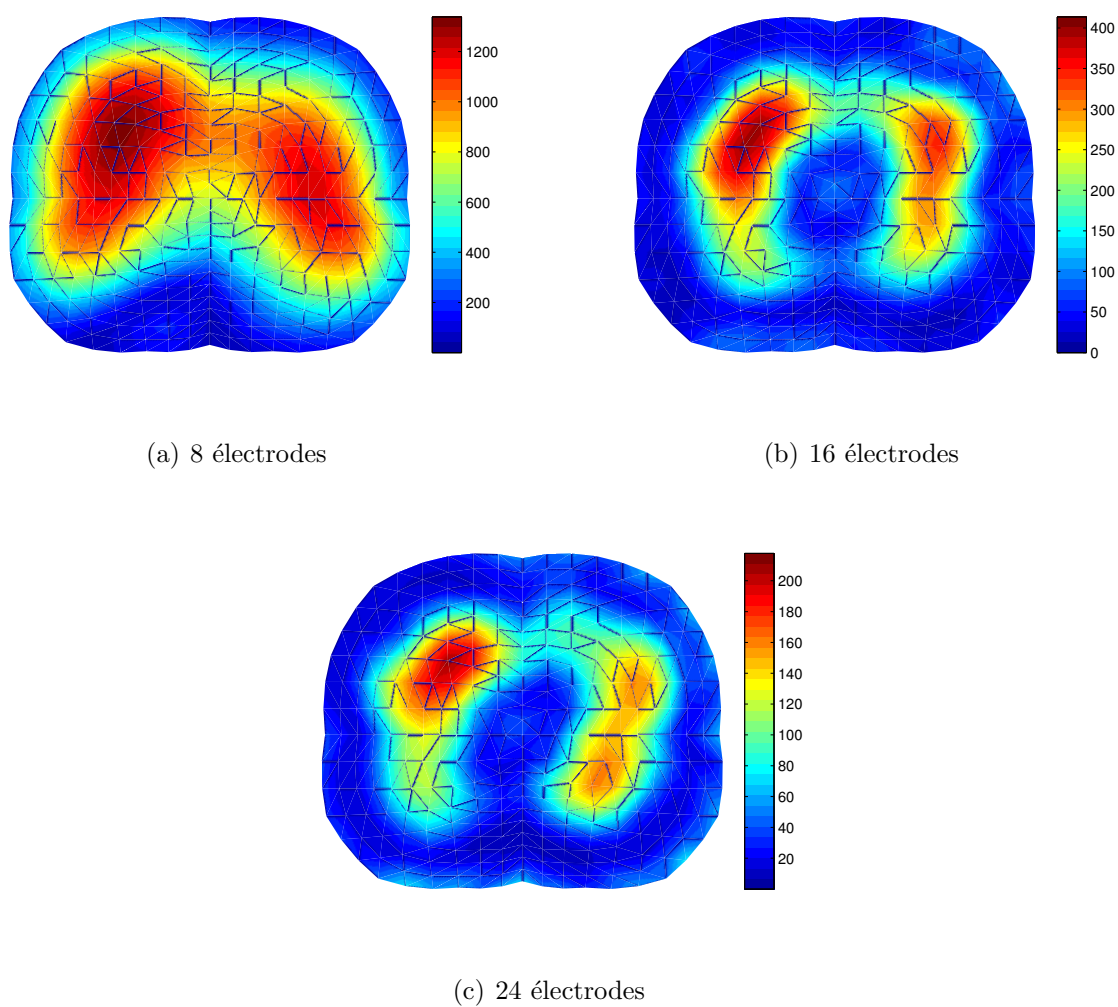
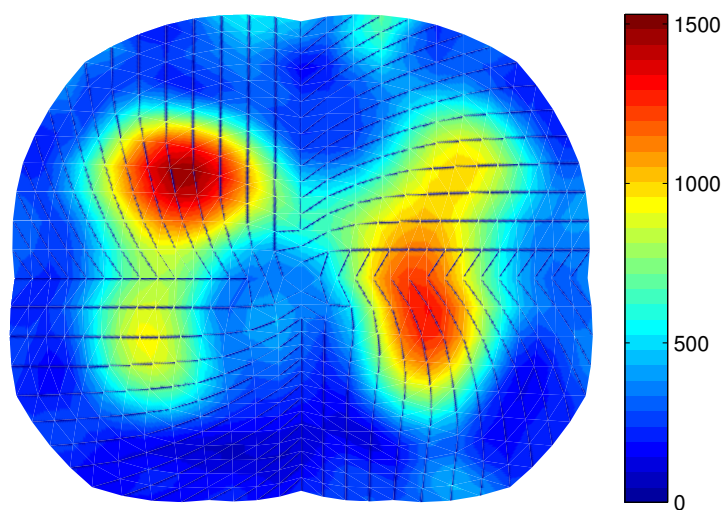
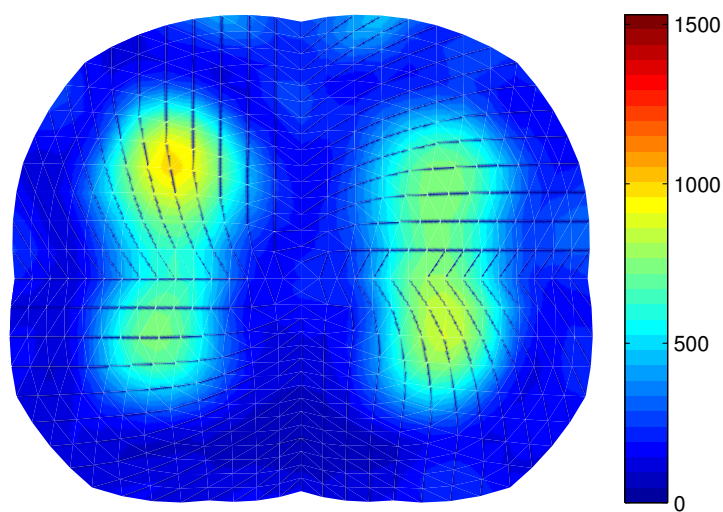


Figure 4.23 Images fonctionnelles de la ventilation pulmonaire reconstruites sur le même sujet à 50 kHz pour différents nombres d'électrodes.





(a)



(b)

Figure 4.24 Images fonctionnelles de la ventilation pulmonaire reconstruites sur le même sujet à deux instants différents : a) image obtenue à partir des données acquises par le MEA-SF et b) par le MEA-LB.



la fréquence respiratoire. À la figure 4.23, le côté gauche du sujet est à la gauche de l'image et le sternum du sujet est en haut de l'image. On peut remarquer qu'une augmentation du nombre d'électrodes est associée à une amélioration de la résolution spatiale dans les images.

Une deuxième série de tests *in vivo* a été réalisée en utilisant le MEA-LB et le MEA-SF et en disposant seize électrodes sur le thorax d'un sujet, à la hauteur du quatrième espace intercostal. L'imagerie fonctionnelle de la ventilation pulmonaire a été réalisée avec des données acquises par le MEA-LB et le MEA-SF. Les images sont montrées à la figure 4.24. Le côté gauche du sujet est à la gauche de l'image et le sternum du sujet est en haut de l'image. Pour les deux images, on voit bien deux régions d'activité situées là où les poumons devraient se trouver dans cette coupe du thorax. Une largeur de bande correspondant à 15 % de la fréquence respiratoire dominante a permis d'isoler le phénomène respiratoire tout en tenant compte des variations normales dans l'amplitude et la durée des cycles respiratoires. On remarque que l'image fonctionnelle obtenue avec le MEA-LB présente un meilleur contraste entre les poumons et les autres tissus du thorax.

#### 4.4 Discussion et conclusion

Les différents tests décrits dans ce chapitre ont permis de confirmer expérimentalement l'uniformité des performances du MEA-LB sur une large plage de fréquences et de valider les améliorations apportées durant la conception de ce module.

La caractérisation des EA a confirmé les points suivants :

- Les circuits de première ligne du MEA-LB ont des performances uniformes sur une large plage de fréquences (voir tableau 4.3).
- La conception du circuit imprimé du MEA-LB a permis d'obtenir une meilleure uniformité des caractéristiques entre les canaux.

Les tests de performances globales du système de TIE ont validé les points suivants :

- Le RSB et la précision des mesures ont augmenté grâce à l'utilisation de circuits intégrés plus performants et à la conception soignée du circuit imprimé du MEA-LB.
- L'utilisation d'un oscillateur à 8 MHz comme horloge des  $\mu C$  a augmenté la cadence maximale d'images pouvant être produite par le système de TIE.

Finalement, les tests d'imagerie ont permis de démontrer les points suivants :

- Le MEA-LB permet d'obtenir des images bifréquences cohérentes, même si les données pour les deux fréquences sont acquises séquentiellement à cause des limites du MSD actuel.
- Le nombre d'électrodes peut être augmenté jusqu'à 32 pour obtenir une meilleure ré-

solution ou pour réaliser une imagerie 3D en plaçant les électrodes sur plusieurs plans.

- La comparaison des images *in vivo* obtenues avec le MEA-LB et le MEA-SF montre une amélioration du contraste entre les poumons et les tissus environnants.

Certains tests n'ont pu être réalisés faute de temps. Par exemple, les capteurs de température compris dans le MEA-LB n'ont pas été testés. L'information fournie par ces capteurs pourrait permettre de compenser l'effet de la dérive thermique sur les performances des circuits de première ligne. L'interférence entre les EA (en anglais, *crosstalk*) n'a pas été évaluée, étant donné les problèmes de stabilité rencontrés lors des tests des circuits d'asservissement. Ce test aurait permis de quantifier les performances des circuits d'asservissement de l'écran des câbles d'électrodes.

Finalement, au niveau des images *in vivo*, une piste pour expliquer la différence de contraste observée dans les images obtenues avec les deux MEA est l'augmentation des impédances  $Z_{i_o}$  et la plus grande uniformité des caractéristiques du MEA-LB. Cette différence a été mise en évidence à la section 4.1.3.1. Pour approfondir l'effet des variations des impédances de contact pour les deux MEA, il serait intéressant d'utiliser un fantôme actif. Il s'agit d'un fantôme similaire au fantôme passif représenté à la figure 4.10, mais incorporant des potentiomètres numériques pour simuler des variations d'impédances de contact. Un tel fantôme, développé au début de ce projet de maîtrise, est décrit en détail à l'annexe B.

## CHAPITRE 5

### CONCLUSION

Le présent projet avait pour but de développer un MEA dont les performances sont uniformes sur une large plage de fréquences afin d'exploiter le potentiel offert par la TIE-MF et la TIE-BF. Les deux objectifs principaux du projet étaient :

1. La conception et la réalisation de circuits électroniques de première ligne avec des performances uniformes sur la plage de fréquences 1 kHz à 1 MHz.
2. La validation du MEA par des tests de performance, des tests sur des fantômes et des tests *in vivo*.

Ce chapitre fait un retour sur ces objectifs pour vérifier dans quelle mesure ils ont été atteints. Le chapitre est divisé en trois sections. Tout d'abord, une synthèse des travaux réalisés est présentée. Ensuite, les améliorations futures à la conception du MEA sont discutées. Enfin, des perspectives d'applications futures du système de TIE sont suggérées.

#### 5.1 Synthèse des travaux

Dans un premier temps, la nouvelle architecture du MEA-LB a été décrite. De nouvelles topologies des circuits de première ligne (source de courant, préamplificateur, circuit d'asservissement de l'écran du câble, ...) conçus pour obtenir des performances uniformes sur la plage de fréquences désirée ont été présentées. Des simulations ont ensuite été réalisées pour déterminer la largeur de bande maximale liée à la topologie des circuits et aux caractéristiques des composants. Un circuit imprimé de huit couches a ensuite été réalisé en tenant compte des principales sources d'erreur identifiées dans la revue de littérature. La disposition des couches et des composants sur le PCB a été faite de façon à minimiser les capacités parasites. Les circuits de stimulation et de mesure ont été regroupés sur des couches distinctes du PCB pour obtenir le RSB le plus élevé possible. Les circuits des EA sont identiques pour favoriser l'obtention de performances uniformes entre les EA. Des améliorations ont été apportées au niveau des circuits auxiliaires et de l'interface numérique, permettant d'augmenter la vitesse d'acquisition et d'ajouter de nouvelles fonctionnalités. Deux connecteurs d'extension ont été ajoutés au circuit imprimé pour interconnecter jusqu'à quatre MEA afin d'augmenter

le nombre d'électrodes par incrément de 16 jusqu'à un maximum de 64.

Dans un deuxième temps, différents tests ont permis d'évaluer les performances du MEA et de valider les nouvelles fonctionnalités. D'abord, une caractérisation des EA a été réalisée avec un analyseur de réseau afin de valider les simulations des circuits de première ligne. Ces résultats expérimentaux ont aussi permis d'analyser l'uniformité de la bande passante et l'écart de performance entre les EA, qui sont deux indicateurs fiables de la précision des mesures qu'on peut acquérir. Ensuite, une analyse des performances globales du système a été réalisée au moyen d'un fantôme résistif en évaluant le RSB et la précision des mesures. Ces deux indicateurs ont été évalués en variant la cadence d'images et la fréquence de la porteuse de référence. Une analyse de variance a aussi été effectuée dans le but de détecter si les différences de performance entre les cinq MEA-LB qui ont été assemblés sont significatives. Un test semblable a été fait pour déterminer si les différences dues à l'interconnexion de deux MEA-LB sont significatives. Enfin, une série de tests d'imagerie a été réalisée pour valider les nouvelles fonctionnalités du MEA-LB. Un test d'imagerie bifréquence a été réalisé avec le fantôme résistif. Des tests *in vitro*, c'est-à-dire sur un bassin cylindrique rempli de salin, ont permis d'obtenir des images avec 8, 16 et 32 électrodes. Des tests *in vivo* ont permis de comparer les deux MEA à 50 kHz et de confirmer le fonctionnement du MEA-LB avec 8, 16 et 24 électrodes sur un patient. Suite à ces tests, nous considérons que les objectifs de ce projet de maîtrise ont été atteints dans une large mesure.

## 5.2 Améliorations futures

Durant ce projet de maîtrise, certains aspects n'ont pas été approfondis et certaines lacunes ont été observées. Nous avons retenu et discutons dans cette section de cinq améliorations qui pourraient être apportées au design actuel du MEA-LB.

### 5.2.1 Élargissement de la bande passante utile

Lors de la détermination des objectifs du projet, la bande passante du MEA-LB avait été tentativement fixée de 1 kHz à 1 MHz. Cette bande passante est inférieure à celle de certains systèmes de TIE-MF décrit au chapitre 2, mais avait été jugée adéquate pour des applications reliées à l'étude de la fonction pulmonaire. Cependant, un élargissement de la bande passante est souhaitable pour améliorer la discrimination de certains tissus biologiques. L'élargissement aux basses fréquences peut se faire en diminuant la fréquence de coupure des filtres passe-haut, présentement fixée à 160 Hz. Ce filtre est nécessaire pour éliminer la tension DC à la sortie du

préamplificateur, qui est due principalement au potentiel de polarisation de l'électrode. On pourrait cependant diminuer la fréquence de coupure à une dizaine de hertz, ce qui laisserait cependant passer les interférences à 60 Hz du secteur. L'élargissement aux hautes fréquences peut se faire en modifiant les filtres passe-bas à l'entrée des circuits de conditionnement des porteuses REF\_IN et AM\_OUT. Pour le moment, la fréquence de coupure est de 750 kHz. On pourrait atteindre 1 MHz qui est la bande passante des AI des préamplificateurs lorsqu'on fixe leur gain à 10 V/V. Un test de caractérisation serait nécessaire car la présence de capacités parasites diminuerait probablement la largeur de bande. Précisons que le filtre anti-repliement (en anglais, *anti-aliasing*) qui précède le CAN dans le MSD actuel est un filtre de 8<sup>e</sup> ordre avec une fréquence de coupure de 150 kHz, ce qui rend un élargissement de la bande passante inutile pour le moment.

### 5.2.2 Optimisation de la source de courant et du circuit d'asservissement de l'écran

L'optimisation de la source de courant et du circuit d'asservissement de l'écran des câbles d'électrodes n'a pas permis de trouver une constante RC pouvant à la fois compenser les capacités parasites du câble tout en étant assez faible pour empêcher les ampli ops d'osciller aux hautes fréquences. Cette difficulté est due au manque de connaissances sur l'effet de l'asservissement de l'écran sur la capacité parasite équivalente du câble. Lors de la conception du circuit d'asservissement, des simulations ont été réalisées pour valider son fonctionnement, mais aucun autre circuit n'a été envisagé. Pour résoudre ce problème, nous recommandons dans un premier temps de faire une revue de littérature des circuits de compensation visant à assurer la stabilité des suiveurs de tension activant des charges capacitives. L'annexe A constitue un point de départ à cet effet. Des simulations doivent aussi être réalisées en tenant compte des capacités parasites du circuit imprimé dans la rétroaction. Étant donné la difficulté à déterminer la capacité effective du câble pour les simulations, il faudrait aussi évaluer les circuits expérimentalement. À la limite, on devra considérer d'utiliser des câbles triaxiaux au lieu de coaxiaux.

### 5.2.3 Augmentation du nombre d'électrodes

Deux MEA ont été interconnectés afin d'obtenir des images différentielles avec 32 électrodes. Pour le moment, aucun test n'a été tenté avec davantage d'électrodes à cause du nombre limité de MEA assemblés. La conversion de la configuration maître à esclave nécessite de dessouder certains composants, ce qui rend en pratique cette modification permanente.

Néanmoins, un nombre maximal de quatre MEA peuvent être interconnectés. Cette limitation provient du courant d'alimentation maximal qu'on peut transmettre du MSD au MEA maître, puis de celui-ci aux MEA esclaves. Les connecteurs d'extension peuvent supporter jusqu'à 2 A pour le groupe de broches dédié à chaque alimentation (+12 V, -12 V, +5 V), tandis que les connecteurs DB-9, par lesquels le MSD est relié au MEA maître, peuvent supporter jusqu'à environ 1 A par broche. Les connecteurs DB-9 du MEA et du MSD devraient être remplacés, ce qui signifie que le circuit imprimé du MSD devrait être refait. Afin de préserver la compatibilité avec les anciens MEA, un adaptateur ou un nouveau connecteur pourrait être considéré. Cette modification permettrait d'augmenter le nombre maximal de MEA pouvant être interconnectés à huit.

#### 5.2.4 Amélioration de l'uniformité des EA

La caractérisation expérimentale des EA a démontré que le filtre passe-haut est responsable de l'écart observé dans la réponse en fréquence des différentes EA, surtout aux basses fréquences. La figure 5.1 montre une simulation du TRMC en fonction de la fréquence pour six débalancements différents entre les condensateurs de deux EA allant de 0 % à 20 %. Pour les basses fréquences, le filtre passe-haut constitue le maillon faible pour la précision à cause de l'incertitude de 10 % sur la précision du condensateur. Pour le cas extrême d'une différence de 20 % entre deux condensateurs de la chaîne d'acquisition, le TRMC est similaire au cas idéal (0 %) seulement pour des fréquences de 100 kHz et plus. En basse fréquence, le TRMC passe de 120 dB à 55 dB pour un débalancement de seulement 0,1 % entre les condensateurs de deux EA. En général, une différence d'un facteur 10 sur la tolérance des condensateurs produit une différence de 20 dB sur le TRMC.

Des condensateurs plus précis permettraient d'uniformiser le TRMC de la chaîne de mesure. Pour le moment, des condensateurs dont la tolérance est inférieure à 10 % ne sont pas disponibles en format 0402. Dans une révision éventuelle du circuit imprimé du MEA-LB, l'empreinte des condensateurs pourrait être augmentée au format 0805 ou 1206 afin d'utiliser des condensateurs dont la tolérance est plus faible. En effet, il est beaucoup plus facile de trouver des condensateurs plus précis dans ces formats plus gros.

#### 5.2.5 Mesure de la température des EA

Seize capteurs de température ont été inclus lors de la conception du MEA-LB pour mesurer la température en seize points du circuit imprimé et quantifier l'influence de la tem-

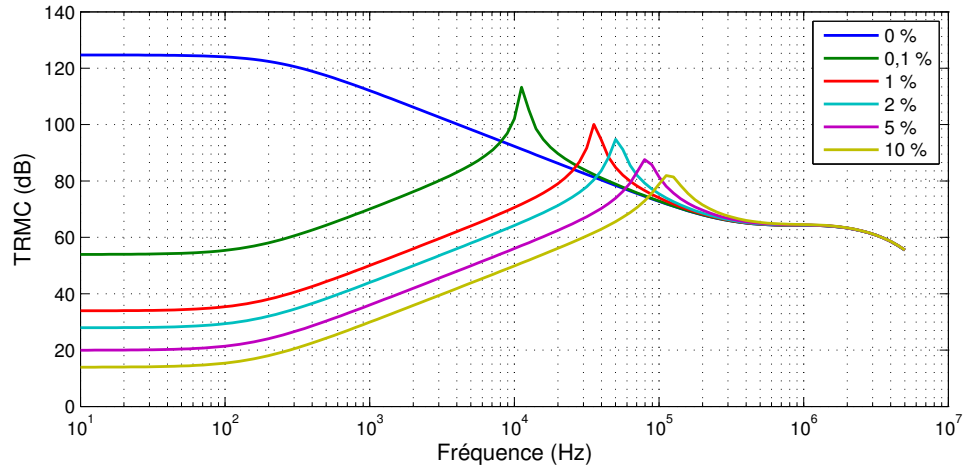


Figure 5.1 Résultats d’une analyse montrant l’effet de la précision des condensateurs du filtre passe-haut sur le TRMC des préamplificateurs.

pérature sur les performances des circuits. Le but de cette caractérisation serait de compenser la dérive thermique dans l’algorithme de reconstruction d’images. La mesure de la température des EA n’a pas encore été validée. Le protocole de communication entre le  $\mu C$  et le capteur a été programmé, mais n’a pas été testé. Il reste aussi à modifier l’interface usager du système de TIE pour qu’on puisse commander aux  $\mu C$  d’exécuter la mesure et de transmettre les températures au PC, pour pouvoir les afficher à l’écran.

### 5.3 Perspectives

Ce mémoire a été principalement axé sur l’évaluation des performances du MEA et des images *in vivo* ont seulement été obtenues en mode différentiel. Les images bifréquences ont été obtenues en utilisant des données acquises à deux instants différents. Ces images peuvent être obtenues sur des fantômes dont les caractéristiques sont constantes en fonction du temps, mais cette technique ne peut pas être appliquée *in vivo*. Le MSD actuel ne supportant pas l’application de deux porteuses simultanément, la prochaine génération de MSD est essentielle pour approfondir cette avenue. En attendant, l’extension du nombre d’électrodes permet d’explorer une nouvelle application, soit la TIE 3D.

### 5.3.1 Imagerie bifréquence

L'application de l'imagerie bifréquence au monitoring de la ventilation pulmonaire peut être très avantageuse pour atténuer les problèmes de mouvements du patient lors d'acquisitions de longue durée. D'autres applications méritent aussi d'être approfondies, comme l'étude du développement des poumons chez les nouveaux-nés et la détection d'eau dans les poumons (œdème pulmonaire). Cependant, plusieurs points restent à élucider lorsque le système de TIE permettra d'effectuer l'imagerie bifréquence *in vivo*. En particulier, le choix des deux fréquences à utiliser pour obtenir le meilleur contraste possible dans chaque contexte clinique mérite une étude approfondie.

### 5.3.2 Imagerie 3D

En TIE 2D, on suppose que les courants sont confinés au plan d'électrodes où ils sont appliqués. En pratique, le courant se répand dans toutes les dimensions suivant le chemin de moindre résistance. Le MEA-LB pourrait permettre d'effectuer la TIE 3D en utilisant deux, trois ou quatre plans d'électrodes sur le thorax. Il reste cependant à implémenter l'algorithme de reconstruction 3D. La TIE 3D permettrait d'obtenir une meilleure résolution spatiale et l'utilisation de plusieurs plans apporterait plus d'information quantitative sur la ventilation.

L'utilisation de l'imagerie 3D et bifréquence simultanément pourrait permettre une nouvelle application clinique pour notre système : la détection du cancer du sein. Une étude récente a été réalisée sur 166 femmes à l'aide de quatre méthodes : la TIE bifréquence 3D, les ultrasons, la radiographie et la biopsie (Trokhanova *et al.*, 2008). Le système de TIE utilisait 64 électrodes et effectuait des mesures à 10 kHz et 50 kHz. Les résultats démontrent que la TIE est capable de fournir un diagnostic objectif de mastopathie ou autres maladies non cancéreuses associées à la glande mammaire. L'utilisation du bifréquence permet en plus de détecter des mastopathies qui ne sont pas sous forme de kyste, ce qui correspond à un risque de cancer plus élevé. Avec un algorithme de reconstruction adéquat, notre système possède les spécifications requises pour cette application.



## RÉFÉRENCES

- ADLER, A., ARNOLD, J., BAYFORD, R., BORSIC, A., BROWN, B., DIXON, P., FAES, T., FRERICHS, I., GAGNON, H., GÄRBER, Y. *ET AL.* (2009). GREIT : a unified approach to 2d linear EIT reconstruction of lung images. *Physiological measurement*, 30, S35.
- ADLER, A. et GUARDO, R. (1996). Electrical impedance tomography : regularized imaging and contrast detection. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 15, 170–179.
- ADLER, A., GUARDO, R. et BERTHIAUME, Y. (1996). Impedance imaging of lung ventilation : do we need to account for chest expansion? *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 43, 414–420.
- ANALOG DEVICES (2007). Datasheet ad8250. *Norwood, MA*.
- ANALOG DEVICES (2009). Datasheet adg1213. *Norwood, MA*.
- ANTON, D., BALLEZA, M., FORNOS, J., KOS, B., CASAN, P. et RIU, P. (2007). A compact EIT system for ventilation monitoring in COPD patients. *13th International Conference on Electrical Bioimpedance and the 8th Conference on Electrical Impedance Tomography*. Springer, 564–567.
- BAYFORD, R. (2006). Bioimpedance tomography (electrical impedance tomography). *Annu. Rev. Biomed. Eng.*, 8, 63–91.
- BERTEMES-FILHO, P., BROWN, B. et WILSON, A. (2000). A comparison of modified Howland circuits as current generators with current mirror type circuits. *Physiological Measurement*, 21, 1.
- BOONE, K. et HOLDER, D. (1996). Current approaches to analogue instrumentation design in electrical impedance tomography. *Physiological Measurement*, 17, 229.
- BUJNOWSKI, A. et WTOREK, J. (2007). An excitation in differential EIT—selection of measurement frequencies. *13th International Conference on Electrical Bioimpedance and the 8th Conference on Electrical Impedance Tomography*. Springer, 396–399.
- COSTA, E., GONZALEZ LIMA, R. et AMATO, M. (2009). Electrical impedance tomography. *Intensive Care Medicine*, 394–404.
- FROUNCHI, J., ZARIFI, M. et DEHKHODA, F. (2007). A differential current source for high frequency biomedical applications in a 0.5  $\mu\text{m}$  cmos integrated circuit technology. *13th International Conference on Electrical Bioimpedance and the 8th Conference on Electrical Impedance Tomography*. Springer, 217–220.

- GAGNON, H., COUSINEAU, M., ADLER, A. et HARTINGER, A. (2010). A resistive mesh phantom for assessing the performance of EIT systems. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 57, 2257–2266.
- GESELOWITZ, D. (1971). An application of electrocardiographic lead theory to impedance plethysmography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 38–41.
- GRAHAM, B. et ADLER, A. (2006). Objective selection of hyperparameter for EIT. *Physiological Measurement*, 27, S65.
- GRIFFITHS, H. et ZHANG, Z. (1989). A dual-frequency electrical impedance tomography system. *Physics in medicine and biology*, 34, 1465.
- GRIMMES, S. et MARTINSEN, Ø. (2000). Electrolytics. *Bioimpedance & Bioelectricity Basics*.
- HALTER, R., HARTOV, A. et PAULSEN, K. (2008). A broadband high-frequency electrical impedance tomography system for breast imaging. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 55, 650–659.
- HARTINGER, A. (2006). *Modélisation et optimisation d'un système de tomographie d'impédance électrique*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- HARTINGER, A., GAGNON, H. et GUARDO, R. (2006). A method for modelling and optimizing an electrical impedance tomography system. *Physiological Measurement*, 27, S51.
- HARTINGER, A., GAGNON, H. et GUARDO, R. (2007). Accounting for hardware imperfections in EIT image reconstruction algorithms. *Physiological measurement*, 28, S13.
- HOLDER, D. (2005). *Electrical impedance tomography : methods, history, and applications*. Taylor & Francis.
- ISAACSON, D. (1986). Distinguishability of conductivities by electric current computed tomography. *IEEE Transactions on Medical Imaging*, 5, 91–95.
- JÉHANNE-LACASSE, J. (2011). *Développement d'un système d'acquisition simultanée de données de tomographie d'impédance électrique et d'électroencéphalographie pour l'étude de la fonction cérébrale*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- MCEWAN, A., CUSICK, G. et HOLDER, D. (2007). A review of errors in multi-frequency EIT instrumentation. *Physiological Measurement*, 28, S197.
- MCEWAN, A., ROMSAUEROVA, A., YERWORTH, R., HORESH, L., BAYFORD, R. et HOLDER, D. (2006). Design and calibration of a compact multi-frequency EIT system for acute stroke imaging. *Physiological measurement*, 27, S199.

- MOUMBE, A. (2011). *Développement de l'unité centrale d'un système d'acquisition simultanée d'électroencéphalogrammes et de données de tomographie d'impédance électrique*. Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal.
- OH, T., WOO, E. et HOLDER, D. (2007). Multi-frequency EIT system with radially symmetric architecture : Khu mark1. *Physiological measurement*, 28, S183.
- RAHAL, M., DEMOSTHENOUS, A. et BAYFORD, R. (2009). An integrated common-mode feedback topology for multi-frequency bioimpedance imaging. *ESSCIRC, 2009. ESSCIRC'09. Proceedings of. IEEE*, 416–419.
- RIGAUD, B., MORUCCI, J. et CHAUVEAU, N. (1996). Bioelectrical impedance techniques in medicine. part I : Bioimpedance measurement. second section : impedance spectrometry. *Critical reviews in biomedical engineering*, 24, 257.
- RIU, P. et ANTON, D. (2010). Performance assessment of EIT measurement systems. *Journal of Physics : Conference Series*. IOP Publishing, vol. 224, 012015.
- RIU, P., ROSELL, J., LOZANO, A. et PALLÀ-ARENY, R. (1995). Multi-frequency static imaging in electrical impedance tomography : Part 1 instrumentation requirements. *Medical and Biological Engineering and Computing*, 33, 784–792.
- RIU, P., ROSELL, J., LOZANO, A. et PALLÀS-ARENY, R. (1992). A broadband system for multifrequency static imaging in electrical impedance tomography. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 13, 61.
- ROBITAILLE, N., GUARDO, R., MAURICE, I., HARTINGER, A. et GAGNON, H. (2009). A multi-frequency EIT system design based on telecommunication signal processors. *Physiological Measurement*, 30, S57.
- ROMSAUEROVA, A., MCEWAN, A., FABRIZI, L. et HOLDER, D. (2007). Evaluation of the performance of the multifrequency electrical impedance tomography (MFEIT) intended for imaging acute stroke. *13th International Conference on Electrical Bioimpedance and the 8th Conference on Electrical Impedance Tomography*. Springer, 543–547.
- ROSELL, J. et RIU, P. (1992). Common-mode feedback in electrical impedance tomography. *Clinical Physics and Physiological Measurement*, 13, 11.
- ROSS, A., SAULNIER, G., NEWELL, J. et ISAACSON, D. (2003). Current source design for electrical impedance tomography. *Physiological Measurement*, 24, 509.
- SAULNIER, G., LIU, N., TAMMA, C., XIA, H., KAO, T., NEWELL, J. et ISAACSON, D. (2007). An electrical impedance spectroscopy system for breast cancer detection. *Engineering in Medicine and Biology Society, 2007. EMBS 2007. 29th Annual International Conference of the IEEE*. IEEE, 4154–4157.

- SAULNIER, G., ROSS, A. et LIU, N. (2006). A high-precision voltage source for EIT. *Physiological measurement*, 27, S221.
- SCHLAPPA, J., ANNESE, E. et GRIFFITHS, H. (2000). Systematic errors in multi-frequency EIT. *Physiological Measurement*, 21, 111.
- SPINELLI, E. et REVERTER, F. (2010). On the stability of shield-driver circuits. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 59, 458–462.
- TROKHANOVA, O., OKHAPKIN, M. et KORJENEVSKY, A. (2008). Dual-frequency electrical impedance mammography for the diagnosis of non-malignant breast disease. *Physiological measurement*, 29, S331.
- WANG, W., BRIEN, M., GU, D. et YANG, J. (2007). A comprehensive study on current source circuits. *13th International Conference on Electrical Bioimpedance and the 8th Conference on Electrical Impedance Tomography*. Springer, 213–216.
- WILSON, A., MILNES, P., WATERWORTH, A., SMALLWOOD, R. et BROWN, B. (2001). Mk3. 5 : a modular, multi-frequency successor to the mk3a EIS/EIT system. *Physiological Measurement*, 22, 49.
- XU, C., DONG, X., SHI, X., FU, F., SHUAI, W., LIU, R. et YOU, F. (2008). Comparison of drive patterns for single current source EIT in computational phantom. *Bioinformatics and Biomedical Engineering, 2008. ICBBE 2008. The 2nd International Conference on*. IEEE, 1500–1503.

## ANNEXE A

### Circuits de compensation d'un suiveur de tension

Cette annexe traite du problème de la stabilité d'un suiveur de tension dont la sortie est reliée à une charge capacitive. L'annexe présente d'abord les suiveurs qui ont un potentiel d'instabilité dans les circuits des EA. Un rappel sur l'analyse de stabilité d'un ampli op est ensuite présenté. Enfin, divers circuits de compensation sont présentés.

#### A.1 Stabilité des suiveurs de tension présents dans une EA

Dans chaque EA du MEA-LB, on retrouve des suiveurs susceptibles d'osciller à trois endroits du circuit. Le premier suiveur se trouve dans le circuit d'asservissement de l'écran du câble d'électrode. En se reportant à la figure A.1, ce circuit comprend l'ampli op  $A_3$ , les résistances  $R_4$ ,  $R_5$  et le condensateur  $C_2$ . La charge capacitive est la capacité parasite du câble d'électrodes. Pour le câble coaxial de 30 cm utilisé dans ce projet, cette capacité est d'environ 200 pF.

Le second suiveur se trouve dans la partie du circuit de source de courant où la tension à la charge est copiée à l'entrée de référence de l'amplificateur d'instrumentation. À la figure A.1, il s'agit des composants  $A_2$ ,  $R_3$  et  $C_1$ . La charge présentée à l'ampli op  $A_2$  est dominée ici par l'impédance d'entrée de l'amplificateur d'instrumentation (AI)  $A_1$ . Cette impédance est essentiellement résistive, mais il y a quand même une partie réactive due aux capacités parasites des traces du circuit, des entrées REF de  $A_1$  et non inverseuse de  $A_3$ . On estime que la somme de ces capacités est bien inférieure à 100 pF.

Le troisième suiveur se trouve dans le circuit formé de  $A_5$  et  $R_8$  (figure A.1) qui suit le filtre passe-haut passif ( $C_3$  et  $R_7$ ) dans le préamplificateur. La charge à la sortie de l'ampli op  $A_5$  est variable, car elle dépend de l'état des portes analogiques  $P_5$  à  $P_8$ . La charge capacitive minimale survient lorsque les portes analogiques isolent la sortie de  $A_5$  des bus A+ et A-. Les portes  $P_5$ ,  $P_6$ ,  $P_8$  sont alors ouvertes et  $P_7$  est fermée. La charge à la sortie de  $A_5$  est alors approximativement égale à la capacité  $C_{\text{off}}$  d'une porte logique, qui est généralement très faible (tableau 2.1). La charge capacitive maximale pour l'ampli op  $A_5$  se produit lorsque les portes  $P_5$  à  $P_8$  relient la sortie de l'ampli op au bus A+ ou au bus A-, c'est-à-dire que le préamplificateur est en mode *suiveur* ou *inverseur* respectivement. Or, la résistance  $R_{\text{on}}$  de la

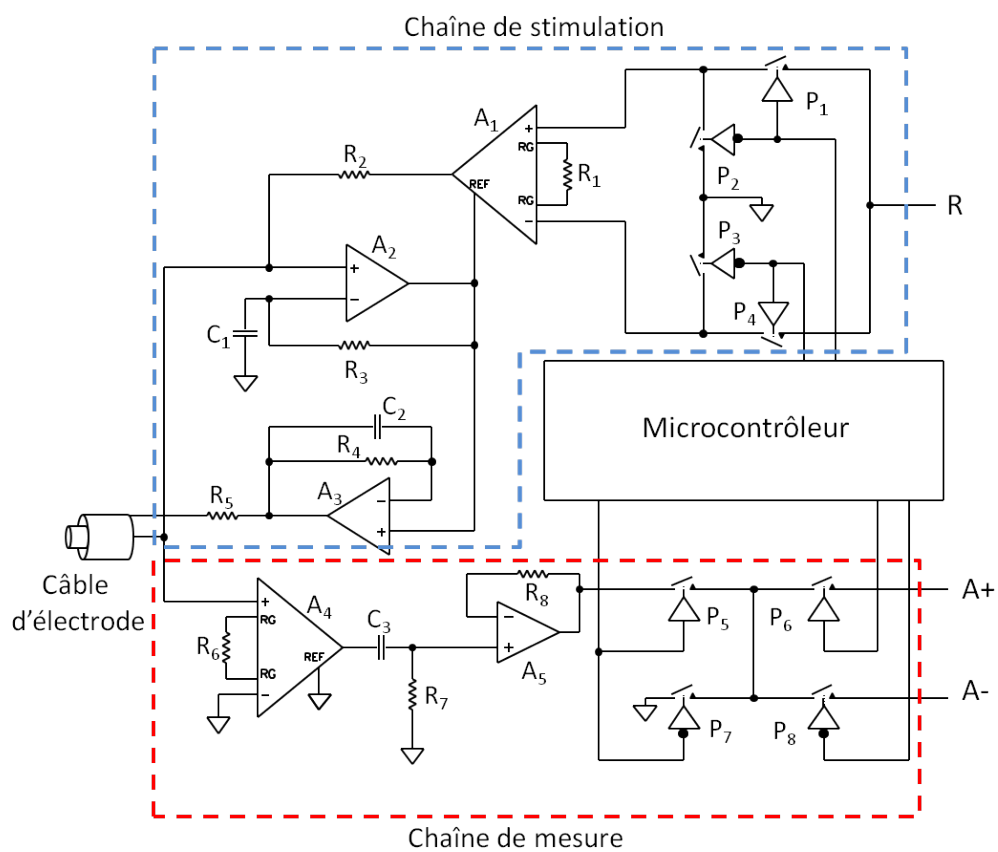


Figure A.1 Schéma électronique d'une EA large bande.

porte analogique isole la charge capacitive de la sortie de l'ampli op. Il s'agit d'une technique simple de compensation qui sera discutée à la section suivante. Par conséquent, l'ampli op  $A_5$  est peu susceptible d'osciller à cause de la charge capacitive. La stabilité de  $A_5$  peut devenir critique seulement si la résistance  $R_8$  est trop élevée.

Pour résumer ce qui précède, chaque EA du MEA-LB comporte trois suiveurs de tension pour lesquels la charge présente à la sortie est soit légèrement ou fortement capacitive. Selon les conditions d'opération et le choix des composants (surtout des ampli ops), ces suiveurs sont susceptibles d'osciller à haute fréquence (typiquement entre 3 et 5 MHz). Une fois les oscillations enclenchées dans un des suiveurs, le couplage parasite entre les traces du circuit imprimé de même que le couplage par les alimentations DC font qu'on retrouve ces oscillations pratiquement partout sur la carte. L'acquisition de données de TIE fiables devient alors impossible. Dans les cas moins sévères où les oscillations sont de faible amplitude, l'acquisition est possible mais le RSB est fortement dégradé.

## A.2 Analyse de stabilité

Le circuit de base pour l'asservissement de l'écran des câbles d'électrodes est fait simplement avec un suiveur de tension connecté à l'écran du câble d'électrode. Ce circuit est équivalent à un système en boucle fermée avec un gain en boucle ouverte de  $A$  et un facteur  $\beta$  de rétroaction négative (figure A.2). La fonction de transfert de ce système est donnée par :

$$H(s) = \frac{V_{\text{out}}(s)}{V_{\text{in}}(s)} = \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)}. \quad (\text{A.1})$$

Pour déterminer la stabilité d'un tel système, nous devons analyser son équation caractéristique, qui correspond au dénominateur de la fonction de transfert égale à 0 :

$$1 + A(s)\beta(s) = 0. \quad (\text{A.2})$$

Les racines de cette équation, aussi appelées *pôles*, déterminent la caractéristique de la réponse temporelle. Une analyse de la stabilité peut être faite à l'aide du diagramme de Bode et de la marge de phase. On trace d'abord le gain et la phase de  $A(s)\beta(s)$  en fonction de la fréquence. La marge de phase est alors définie comme le déphasage du gain en boucle ouverte nécessaire pour que le système reste stable lorsque le gain total est unitaire. Le point (0 dB, -180°) du diagramme de Bode correspond au point critique de stabilité. Lorsque la

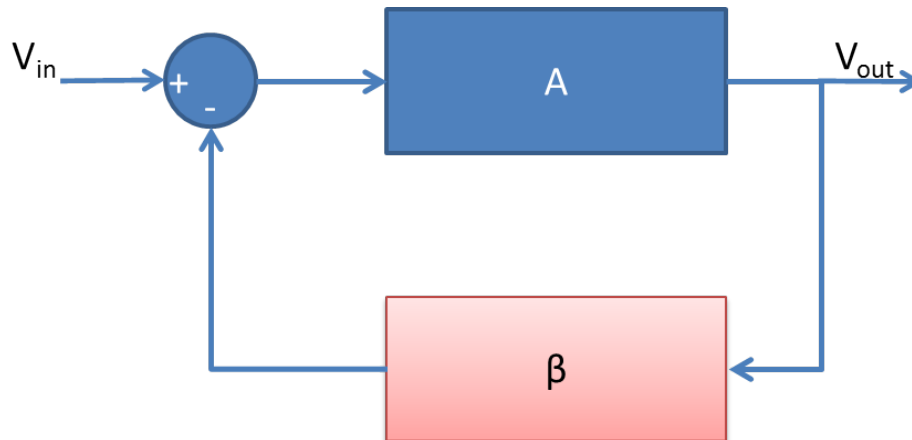


Figure A.2 Schéma bloc idéal d'un système en boucle fermée avec rétroaction négative.

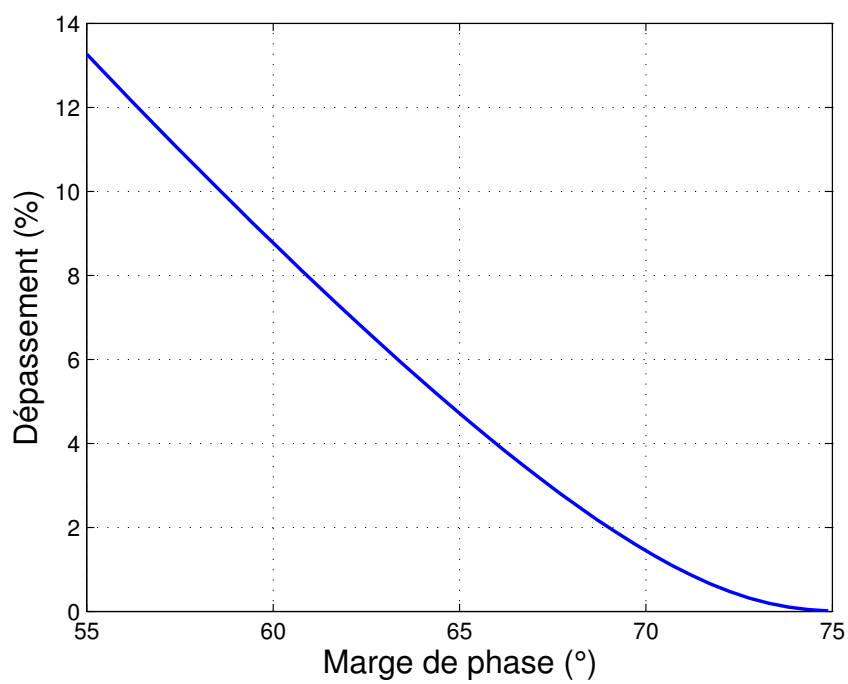
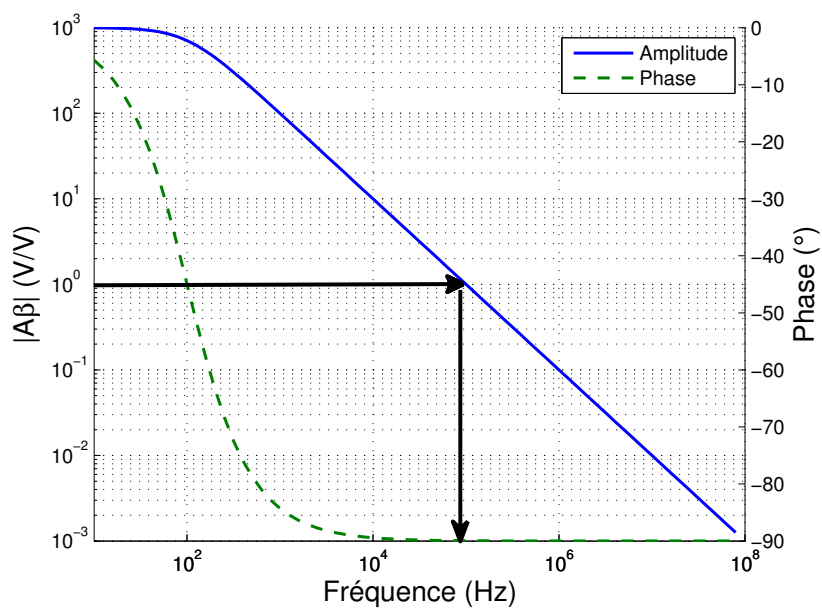
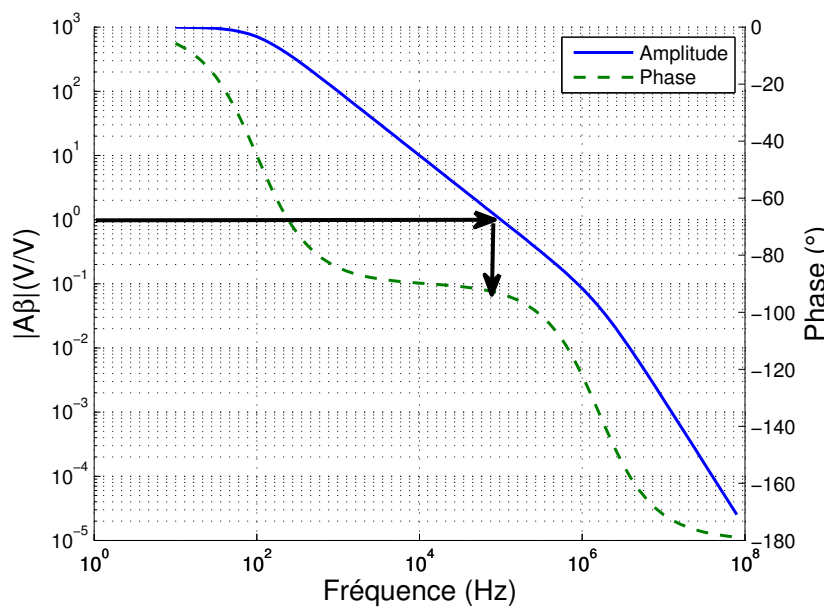


Figure A.3 Effet de la marge de phase sur le dépassement de la réponse à l'échelon d'un suiveur.





(a) Sans charge capacitive



(b) Avec charge capacitive

Figure A.4 Effet de la charge capacitive sur la réponse en fréquence d'un suiveur de tension. Les flèches verticales indiquent la phase correspondant au gain unitaire (0 dB).

marge de phase approche  $0^\circ$ , le déphasage de  $A(s)\beta(s)$  se rapproche de  $-180^\circ$  et le circuit devient instable, car la rétroaction devient alors positive. En pratique, des valeurs de marge de phase inférieures à  $90^\circ$  peuvent engendrer des dépassements dans la réponse temporelle du circuit ou des pics dans sa réponse fréquentielle. La figure A.3 trace le dépassement de la réponse à l'échelon en fonction de la marge de phase d'un système en boucle fermé.

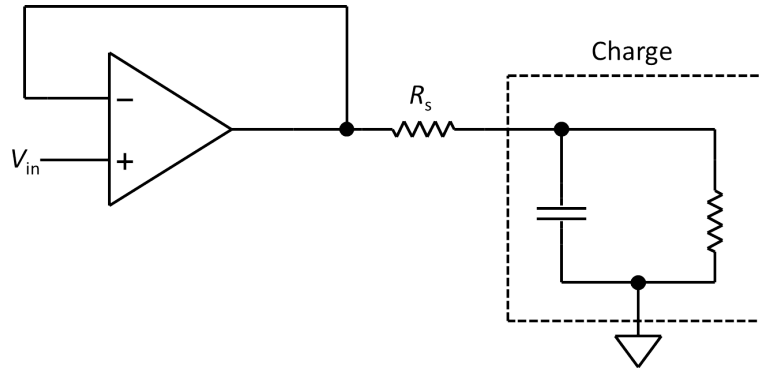
La figure A.4 montre le diagramme de Bode obtenu par simulation d'un suiveur de tension soumis à des charges capacitives de 0 et de 100 pF. Pour cette simulation, le gain DC en boucle ouverte avait été fixé à 1000 V/V et la fréquence de coupure  $f_c$  à 100 Hz. Avec une charge nulle, la marge de phase est de  $90^\circ$  et le circuit est stable. Lorsqu'on introduit une charge capacitive à la sortie, un pôle supplémentaire est formé avec la résistance de sortie de l'ampli op. Pour une résistance de sortie de 100  $\Omega$ , le pôle se situe à 1,59 MHz et la marge de phase diminue à environ  $75^\circ$ . Plus la charge capacitive est grande, plus le pôle se déplace vers les basses fréquences, ce qui diminue davantage la marge de phase. Pour cette raison, l'ampli op doit être choisi en fonction de la charge capacitive présente à sa sortie. Sinon, il faut appliquer une technique de compensation appropriée.

### A.3 Circuits de compensation

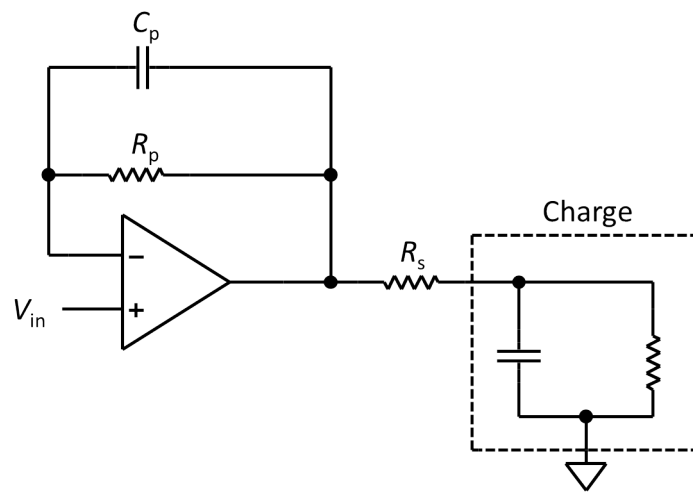
Pour maintenir la stabilité, les circuits de compensation corrigent le déphasage à l'aide de circuits RC soit par un retard ou par une avance de phase. Un circuit de compensation par avance de phase ajoute un pôle et un zéro à la fonction de transfert avec le zéro plus près de l'origine, ce qui augmente la largeur de bande et le gain à haute fréquence. Il est très utile pour obtenir une réponse temporelle très rapide. Des exemples de ce type de circuit sont montrés à la figure A.5. Dans ces circuits, la capacité dans la charge représente la capacité effective de l'écran du câble d'électrodes.

Le circuit de la figure A.5(a) compense le pôle supplémentaire de la charge en ajoutant une résistance entre le suiveur et l'écran du câble. Il s'agit d'une compensation hors de la boucle de rétroaction. La résistance série ajoute un zéro qui vient annuler le pôle de la charge capacitive. Cette méthode de compensation est très utilisée lorsque qu'on connaît la partie résistive de la charge. Par exemple, pour activer des lignes de transmission, la résistance série et la charge sont choisies de façon à évaluer l'impédance caractéristique de la ligne.

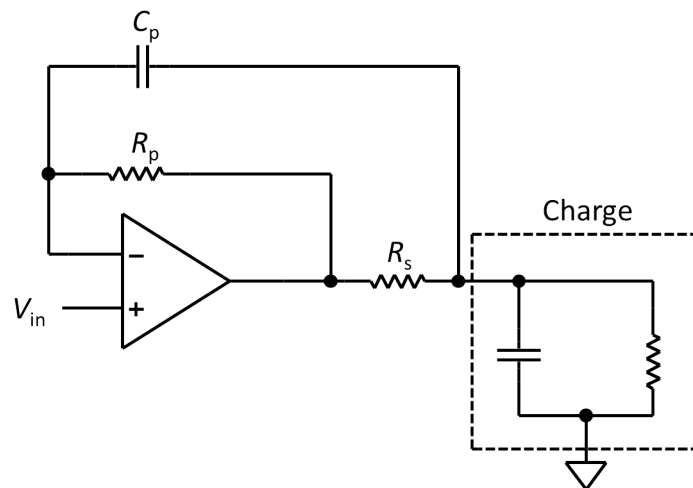
Le circuit de la figure A.5(b) permet de diminuer les effets des capacités parasites à la fois de l'écran du câble et du PCB par une compensation dans la boucle et hors de la boucle de rétroaction. La résistance  $R_p$  et le condensateur  $C_p$  introduisent un zéro dans le gain de



(a) Circuit 1



(b) Circuit 2



(c) Circuit 3

Figure A.5 Trois circuits de compensation d'un suiveur par avance de phase.

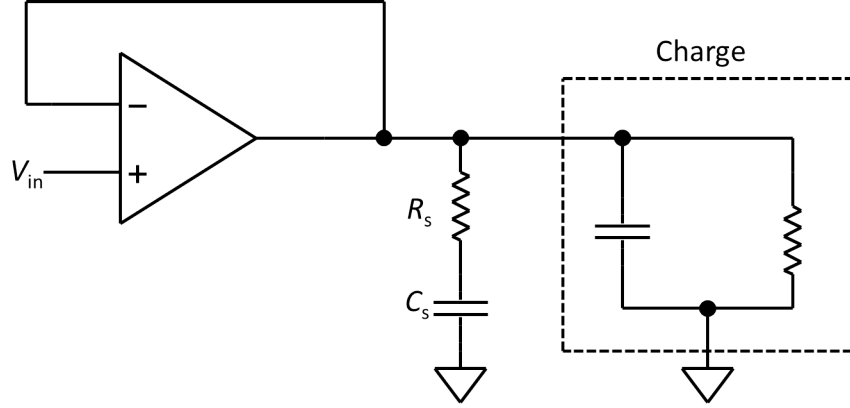


Figure A.6 Circuit de compensation d'un suiveur par retard de phase.

boucle  $A\beta$ , ce qui introduit un déphasage positif et augmente la stabilité.

Le troisième circuit de compensation, représenté à la figure A.5(c), connecte plutôt le condensateur de compensation après la résistance série, ce qui inclut cette dernière dans la boucle. Le condensateur  $C_p$  introduit un zéro qui compense le pôle dû à la capacité du câble. La capacité du câble doit être connue et constante pour que cette technique soit applicable.

Un exemple de circuit de compensation par retard de phase est représenté à la figure A.6. Ce type de circuit ajoute un pôle et un zéro à la fonction de transfert avec le pôle plus près de l'origine, ce qui diminue la largeur de bande du système. Il y a donc une réduction des interférences à haute fréquence, mais la réponse temporelle est plus amortie.

#### A.4 Discussion

Lorsque le suiveur est relié à un câble coaxial comme celui que nous avons utilisé pour la connexion aux électrodes, il peut être utile de déterminer un modèle complet du câble. Par exemple, le câble peut être modélisé par un circuit  $RLC$  (Spinelli et Reverter, 2010). On obtient alors la condition de stabilité simplifiée suivante :

$$R_s > \omega L \quad (\text{A.3})$$

où  $\omega$  est la largeur de bande de l'ampli op,  $R_s$  la résistance de charge reliée au câble et  $L$  l'inductance du câble. Par conséquent, la stabilité du système est dépendante de la résistance de charge représentée par l'électrode. Plus la résistance est faible, plus le circuit tend à être instable. Il faut alors soit diminuer la largeur de bande ou la longueur des câbles, c'est-à-dire

$R$ ,  $L$  et  $C$  qui caractérisent le câble. Dans les applications cliniques de la TIE, cette deuxième solution est cependant limitée par des considérations pratiques.

## ANNEXE B

### Fantôme actif

Cet annexe décrit un fantôme actif conçu pour étudier comment les artéfacts de mouvements affectent les images de TIE. Le fantôme actif comprend un fantôme passif, comme celui représenté à la figure 4.10, des potentiomètres numériques et un circuit de contrôle piloté par un microcontrôleur. Le fantôme actif a été conçu et fabriqué tel que montré à la figure B.1. Les potentiomètres numériques activés par le microcontrôleur simulent les variations d'impédance de contact qui se produisent au niveau des électrodes lorsque le patient bouge. Ce fantôme permet de reproduire plus facilement et de façon automatique des conditions expérimentales de débaleancement entre les canaux d'acquisition.

#### B.1 Développement du fantôme

##### B.1.1 Modélisation des impédances de contact

L'interface entre les électrodes et la peau a fait l'objet d'une analyse pour obtenir un modèle électrique équivalent (Gagnon *et al.*, 2010). Un modèle mathématique de cette interface a été développé et des électrodes Ag/AgCl ont été caractérisées dans une solution saline pour obtenir un modèle expérimental. Le comportement en fréquence du modèle peut être approximé par un circuit comportant deux résistances et un condensateur (figure B.2). L'impédance équivalente est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{el}(\omega) = R_s + \frac{R_d}{(R_d C j\omega + 1)} \quad (B.1)$$

où  $R_d$  représente la résistance de la double couche,  $R_s$ , la résistance de la solution électrolytique et  $C$ , la capacité de la double couche. Afin d'introduire une impédance de contact variable, la résistance  $R_s$  a été remplacée par un potentiomètre numérique (AD5290 d'*Analog Devices*). Dix-sept circuits identiques à celui de la figure B.2(b) ont été ajoutés au fantôme passif aux noeuds représentant les électrodes. Les potentiomètres permettent de simuler les impédances de contact des électrodes en faisant varier leur impédance entre 200  $\Omega$  et 10 k $\Omega$ . Un 18<sup>e</sup> potentiomètre a aussi été ajouté. Il peut être connecté entre n'importe quelle paire

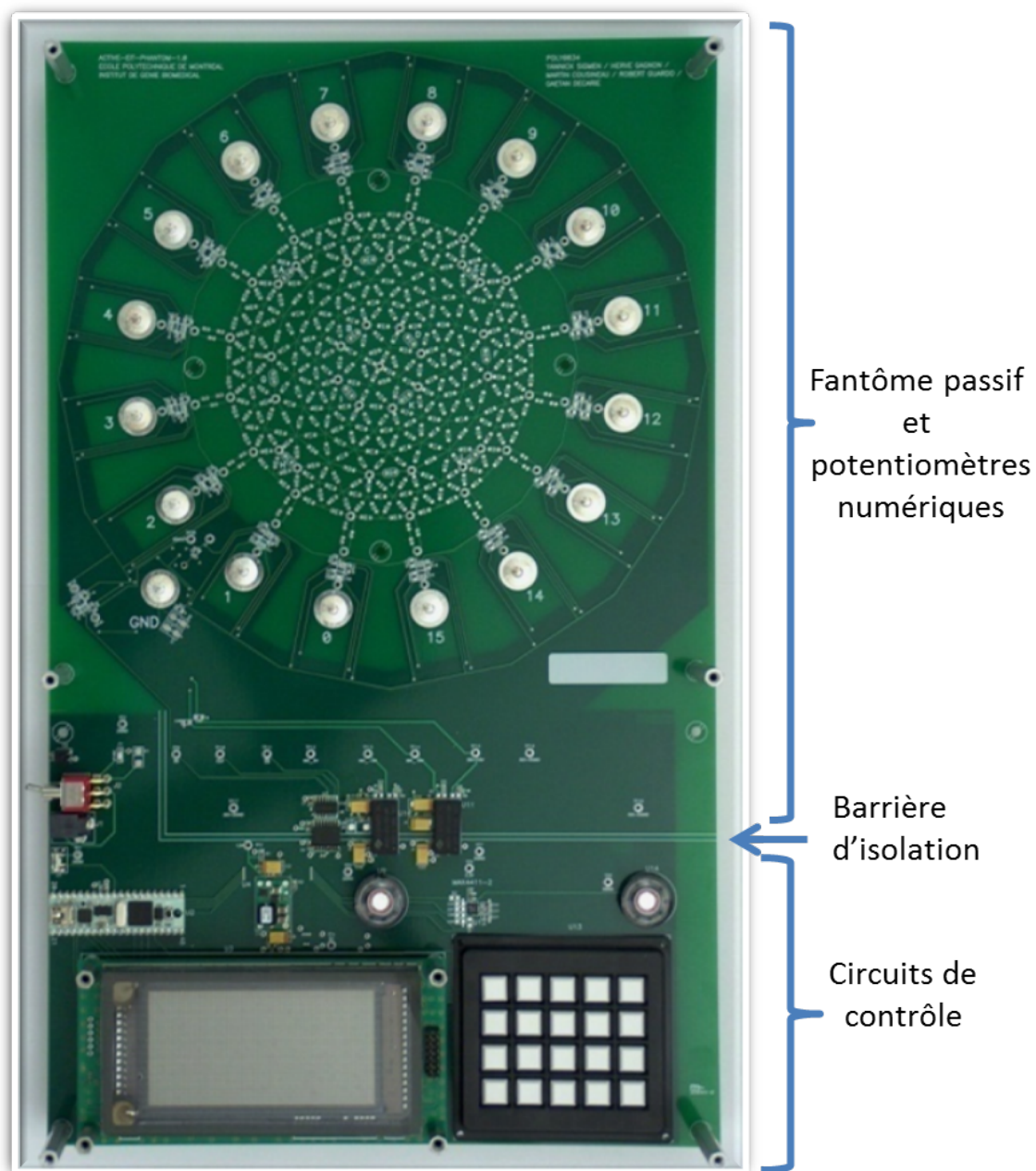


Figure B.1 Photographie du fantôme actif.



Figure B.2 a) Modèle équivalent d'une électrode. b) Modification du modèle pour faire varier l'impédance de contact au moyen d'un potentiomètre numérique.

de nœuds du maillage pour produire une perturbation locale de conductivité.

### B.1.2 Contrôle des impédances de contact

Le schéma bloc du circuit de contrôle des potentiomètres numériques est représenté à la figure B.3. Afin de permettre une modification des conditions expérimentales automatique et rapide, le contrôle des potentiomètres est effectué par un microcontrôleur (*Propeller* de *Parallax*). Les potentiomètres sont interconnectés en guirlande (en anglais, *daisy chain*) et interfacés au microcontrôleur par trois signaux : un signal pour les données, un signal d'horloge et un signal de fin de transmission des données. L'ajout des potentiomètres autour du maillage du fantôme passif a nécessité des traces pour les signaux de contrôle à proximité des connecteurs d'électrodes. Ces signaux numériques et les alimentations  $\pm 15$  V des potentiomètres sont des sources de bruit qui peuvent interférer avec les signaux analogiques. Afin de minimiser leur effet sur les mesures de TIE, une barrière d'isolation sépare les circuits de contrôle des potentiomètres numériques et du fantôme passif.

L'interface usager comprend un clavier matriciel de vingt touches et un écran alphanumérique (*VFD* de *Noritake*). Le programme du microcontrôleur permet de faire varier de différentes façons les résistances présentées par les potentiomètres. Un générateur de fonction réalisé par logiciel est associé à chaque potentiomètre. Ces générateurs peuvent faire varier, de façon indépendante, la résistance des potentiomètres selon les formes d'ondes suivantes : constante, rampe, sinusoïde, triangulaire, carrée et aléatoire. Pour chaque générateur, l'utilisateur peut changer les paramètres des ondes, comme la fréquence, le décalage, les phases relatives et les amplitudes. Le programme du microcontrôleur comprend aussi six protocoles préprogrammés qui simulent notamment la dérive des électrodes dans le temps ou la modification des impédances lors de la respiration d'un patient. Ces protocoles permettent de reproduire



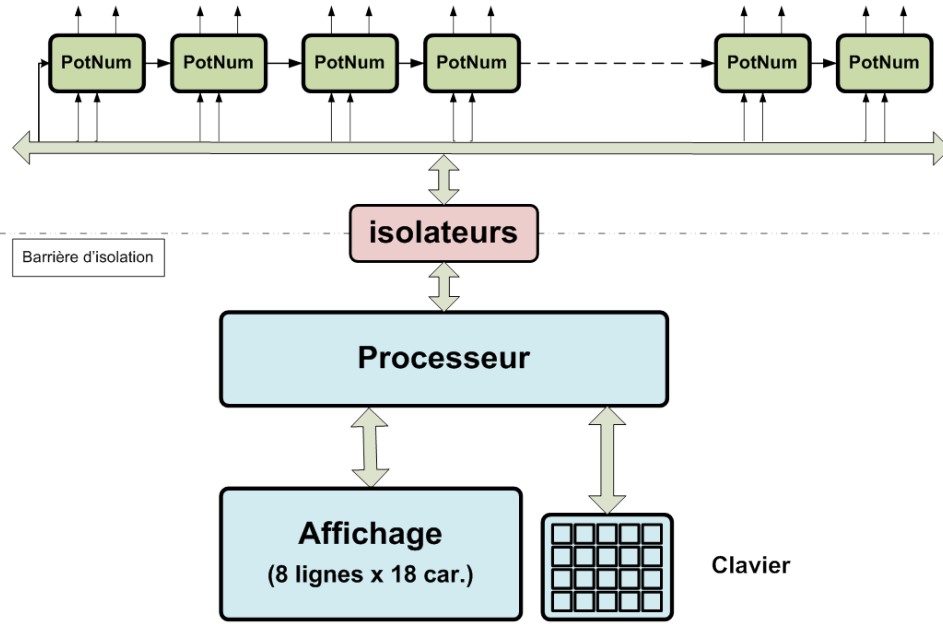


Figure B.3 Schéma bloc du système de contrôle des potentiomètres numériques.

des conditions expérimentales réalistes.

## B.2 Nouveaux tests de performances globales

Les protocoles de mesures permettent d'effectuer des tests d'imagerie fonctionnelle afin de vérifier qualitativement l'effet des variations d'impédances de contact dans les images différentielles. Ce fantôme actif peut aussi servir à réaliser certains tests complémentaires pour évaluer les performances globales du MEA-LB. Nous proposons ici deux tests supplémentaires de caractérisation qui ont été faits sur le MEA-LB, mais qui n'ont pas été présentés dans ce mémoire. Précisons que pour ces tests, la résistance  $R_d$  de la figure B.2(b) était de  $0\ \Omega$ , court-circuitant ainsi la capacité  $C$ .

Tout d'abord, le fantôme permet de caractériser l'effet du débalancement d'impédance lors de la stimulation et de la mesure. Cette caractérisation permet de vérifier si une variation d'impédance de contact est plus critique pour la paire d'électrodes qui applique le courant ou pour la paire d'électrodes qui mesure la différence de potentiel. Pour ce faire, il faut placer le système dans une configuration de mesure donnée. La résistance d'un des potentiomètres numériques est ensuite variée de façon linéaire pour provoquer un débalancement progressif. Ce test peut servir à comparer la sensibilité de deux circuits différents à une variation d'impédance de contact. Les circuits du MEA-LB et du MEA-SF ont été comparés à 50 kHz

avec ce test pour vérifier que le MEA-LB est moins sensible aux variations d'impédance de contact. Cette caractérisation peut aussi se faire pour toutes les mesures en calculant l'erreur de réciprocité des mesures (Riu et Anton, 2010). Dans ce test, chaque mesure est comparée à sa mesure réciproque et l'erreur relative est ensuite calculée pour l'ensemble des mesures et pour différentes impédances de contact. Il s'agit d'une autre façon d'évaluer la sensibilité du système aux impédances de contact.

Le fantôme actif peut aussi être utilisé pour estimer l'impédance  $Z_{io}$  de chaque EA. Il a été démontré au chapitre 2 que plus l'impédance  $Z_{io}$  est élevée, moins l'impédance de contact influence la mesure. En se basant sur cette caractéristique du système, une technique a été imaginée afin de mesurer, pour la fréquence d'acquisition du système, l'impédance  $Z_{io}$  de toutes les EA simultanément en faisant une acquisition directement sur le fantôme actif. L'estimation de l'impédance  $Z_{io}$  se fait en deux étapes : le problème direct et le problème inverse. Le problème direct consiste à calculer les 208 signaux d'une trame à partir de l'intensité des courants appliqués ( $I$ ), des impédances de contact des électrodes ( $Z_C$ ) et des impédances  $Z_{io}$  des EA. Le problème direct se résume donc à la relation suivante :

$$V = f(Z_C, Z_{io}, I) \quad (\text{B.2})$$

Le problème inverse consiste à calculer les impédances  $Z_{io}$ , en connaissant l'intensité des courants appliqués ( $I$ ), les trames de tensions mesurées ( $V$ ) et les impédances de contact ( $Z_C$ ). Ces paramètres sont connus pour un système de TIE donné, excepté pour les impédances de contact qui sont ajustées par l'utilisateur avec le fantôme actif. Le problème inverse peut alors être résumé par la relation suivante :

$$Z_{io} = f(Z_C, V, I) \quad (\text{B.3})$$

Pour résoudre le problème inverse, il faut minimiser l'erreur quadratique entre les mesures expérimentales de  $V$  obtenues avec des  $Z_{io}$  inconnues et les valeurs de  $V$  théoriques calculées pour des  $Z_{io}$  connues. Pour le moment, le problème direct ne reproduit pas de façon suffisamment réaliste le comportement du fantôme actif pour estimer de façon précise les impédances  $Z_{io}$ , car chaque potentiomètre a une incertitude de l'ordre de 20 %. Ce type de test devra donc être repris plus tard après qu'une caractérisation complète du fantôme actif aura été faite.

### B.3 Discussion

Tableau B.1 Comparaison du RSB et de la précision pour le MEA-LB mesurés sur le fantôme passif et le fantôme actif.

		Fantôme passif	Fantôme actif
RSB (dB)	Moyenne	61,40	57,15
	Maximum	72,91	67,15
	Minimum	54,93	51,15
Précision (%)	Moyenne	99,79	99,46
	Maximum	100,00	99,99
	Minimum	99,31	98,59

Les principales limites du fantôme actif actuel proviennent du fait qu'on ne peut pas l'utiliser pour évaluer le RSB et la précision du système. Malgré les précautions prises lors de la conception du circuit imprimé, l'ajout des potentiomètres numériques introduit des interférences dans les mesures de TIE. Le tableau B.1 compare le RSB et la précision pour 1000 trames du MEA-LB mesurées avec le fantôme actif et le fantôme passif. On remarque que le RSB moyen diminue de plus de 4 dB et que la précision moyenne diminue de 0,33 %. Il est donc préférable pour le moment d'utiliser le fantôme passif pour évaluer le RSB et la précision.